Untersuchungen zur Synthese und Realisierung von Filtern aus verkoppelten Mikrostripleitungen

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Hans-Georg Bergandt
Danzig

Bochum 1975

1976

Untersuchungen zur Synthese und Realisierung von Filtern aus verkoppelten Mikrostripleitungen

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Hans-Georg Bergandt
Danzig

Bochum 1975

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Dissertation eingereicht am: 12.11. 1975

Tag der mündlichen Prüfung: 28. 1. 1976

Referent: Prof. Dr.-Ing. R. Pregla

Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. H. Severin

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Einleitung	1
2. Bandpaßfilter aus verkoppelten Leitungspaaren	4
2.1 Bandpaßfilter aus n identischen Elementen	6
2.1.1 Analytische Näherungslösung für den Übertragungsfaktor	6
2.1.2 X-Ersatzschaltung und Bandbreite	11
2.1.3 Experimentelle Ergebnisse	14
2.2 Bandpaßfilter aus n verschiedenen Elementen	19
2.2.1 Erweiterung der Ergebnisse aus Kap. 2.1	20
2.2.2 Modifizierte Kettenleiter-Ersatzschaltung	22
2.2.3 Genauigkeit dieser Ersatzschaltung	26
2.2.4 Experimentelle Ergebnisse	29
3. Ein Bandsperrfilter	32
3.1 Entwurf des Ausgangsfilters	32
3.2 Transformation des Ausgangsfilters in ein Filter aus Mikrostripleitungen	39
3.3 Experimentelle Ergebnisse	49
4. Interdigitalfilter	51
4.1 Verlustfreie Mehrfachleitung	52
4.2 Beschreibung des Interdigitalfilters	54
4.2.1 Die y-Matrix des Interdigitalfilters	54
4.2.2 Die y-Matrix des Interdigitalfilters mit periodischer Kapazitätsmatrix	56
4.2.3 Ersatzschaltung des Interdigitalfilters	62
4.3 Experimentelle Ergebnisse	67

Seite

5. Zusammenfassung 70

6. Anhang 71

7. Literaturverzeichnis 74

Bilder F1 - F3 77

Verzeichnis wichtiger Formelzeichen 78

1. Einleitung

Miniaturisierung mit den Vorteilen einer Platz- und Gewichtseinsparung wird in der Mikrowellentechnik durch die Verwendung von Komponenten in Streifenleitungstechnik an Stelle von solchen in Hohlleiter- oder Koaxialtechnik erreicht. In der Streifenleitungstechnik ist es vor allem die Mikrostriptechnik, die eine weitgehende Miniaturisierung durch Integration von aktiven und passiven Komponenten ermöglicht. Dabei werden die einzelnen Komponenten auf einem gemeinsamen Trägermaterial (Substrat) vereinigt. Als Trägermaterial wird für reziproke Komponenten meist ein in sich homogenes Dielektrikum verwendet, obwohl auch Substrate aus mehreren Schichten verschiedener Dielektrika eingesetzt werden könnten. Das Substrat wird auf seiner Unterseite elektrisch leitend gemacht und trägt auf seiner Oberseite die Leitungsstruktur. Die Luft über der Struktur stellt eine zweite in sich homogene dielektrische Schicht dar. Ein Querschnitt einer solchen Mikrostripstruktur ist in Bild 1 dargestellt. Meistens wird die Struktur allerdings nicht offen realisiert, wie in Bild 1 angegeben, sondern sie wird gegen Fremdfelder oder gegen Abstrahlung durch ein metallisches Gehäuse geschützt.

Strukturen in Mikrostriptechnik sind von solchen mit ungeschichtetem Dielektrikum, Striplinestrukturen, zu unterscheiden. Bei Wellenausbreitung ist ein prinzipieller Unterschied dadurch gegeben, daß auf Striplineleitungen TEM-Wellen möglich sind, während bei Mikrostripleitungen Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung vorhanden sind. Die hierdurch verursachte Dispersion [1-3] ist allerdings bei den Frequenzen, bei denen die Mikrostripstrukturen zur Zeit eingesetzt werden, so klein, daß man von Quasi-TEM-Wellen ausgehen kann. Diese Annahme soll auch für diese Arbeit gültig sein. Aber selbst bei Quasi-TEM-Wellen für die Mikrostripleitungen ergibt sich bei der Verwendung von verkoppelten Leitungsstrukturen ein anderer wichtiger Unterschied gegenüber Striplineleitungen.

Für Schaltungen aus verkoppelten Leitungen ist aus der Theorie der Mehrfachleitung für TEM-Wellen bekannt, daß M Leiter mit einem gemeinsamen Rückleiter M Eigenwellen haben. Bei ungeschichtetem Dielektrikum sind alle diese Eigenwellen miteinander entartet und haben eine einheitliche

Phasengeschwindigkeit. Bei geschichtetem Dielektrikum haben alle Eigenwellen verschiedene Phasengeschwindigkeiten. Diese führen bei gleicher mechanischer Länge aller Leitungen, wie es bei Filtern aus Mehrfachleitungen im allgemeinen gegeben ist, zu verschiedenen elektrischen Längen. Für Leitungsschaltungen mit verschiedenen elektrischen Längen kann im allgemeinen jedoch keine geschlossene Frequenztransformation mehr angegeben werden. Die Richards-Transformation [4]

$$p = \tanh \gamma l \,, \qquad (1)$$

auf deren Basis die Entwürfe für Leitungsschaltungen in ungeschichtetem Dielektrikum vorgenommen werden, ist bei geschichtetem Dielektrikum nicht mehr anwendbar. Dabei hatte man durch diese Transformation eine Rückführung von Schaltungen aus Leitungen der Länge l mit Widerständen und mit der Frequenzvariablen γl, mit γ als Ausbreitungskonstante der Leitungen, auf Schaltungen aus konzentrierten Elementen mit der Frequenzvariablen p erreicht, und so diese Leitungsschaltungen den üblichen Methoden der Netzwerksynthese zugänglich gemacht. Eine Einführung zur Richards-Transformation und ein ausführliches Literaturverzeichnis finden sich in [5].

Wenn auch eine geschlossene Transformation von Mikrostripschaltungen mit Hilfe von Gl. (1) nicht möglich ist, so bleiben die so gefundenen Syntheseverfahren dennoch für Mikrostripschaltungen bedeutsam. Dies wird für den Sonderfall einer Leitungsschaltung aus einzelnen Leitungen erkennbar. In diesem Fall ist die Transformation nach Gl. (1) auch für Mikrostripschaltungen durchführbar. Dabei ist nur zu berücksichtigen, daß bei der Mikrostripschaltung alle Leitungen einzeln durch ihre Länge auf gleiche Resonanzfrequenz abgestimmt werden müssen, während bei der entsprechenden Striplinestruktur alle Leitungen durch dieselbe Leitungslänge abgestimmt werden. Durch diese Längenkorrektur erreicht man eine einheitliche elektrische Länge für alle Leitungen.

Bei verkoppelten Leitungen kann man die Verschiedenheit der elektrischen Längen, gegeben durch die Verschiedenheit der Phasengeschwindigkeiten aller Quasi-TEM-Wellen, nicht mehr durch eine Längenkorrektur aufheben, vielmehr muß man diese Verschiedenheit der elektrischen Längen bei der Synthese bzw. Realisierung voll berücksichtigen.

In dieser Arbeit wird deshalb die Synthese bzw. Realisierung von verkoppelten Mikrostripstrukturen untersucht. In der Literatur ist bisher über verkoppelte Mikrostripstrukturen wenig bekannt [6-8]. Bei praktischen Anwendungen von verkoppelten Mikrostripleitungen werden bisher die günstigsten Abmessungen der Schaltung im allgemeinen durch experimentelles Vorgehen ermittelt. Hier werden exemplarisch Wege aufgezeigt, wie eine Synthese bzw. Dimensionierung von Schaltungen unter Berücksichtigung der verschiedenen Phasengeschwindigkeiten möglich ist. Dabei werden Quasi-TEM-Wellen vorausgesetzt. Die Untersuchungen erstrecken sich auf ein Bandpaßfilter, ein Bandsperrfilter und auf das Interdigitalfilter. Bei allen drei Filtertypen werden die theoretisch ermittelten Dämpfungsverläufe - verlustfreies Leitermaterial vorausgesetzt - mit den Meßkurven von realisierten Filtern verglichen.

2. Bandpaßfilter aus verkoppelten Leitungspaaren

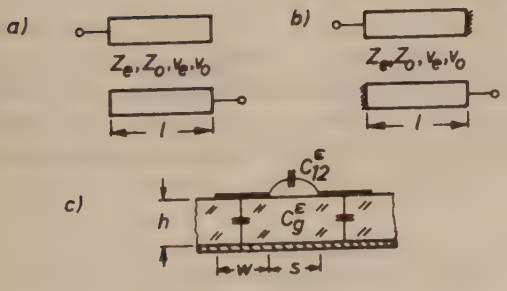
Aus der Literatur [5], [8] ist ein Filter aus verkoppelten Leitungspaaren nach Bild 2a oder nach Bild 2b als Bandpaßfilter bekannt. Die symmetrischen verkoppelten Leerlauf- bzw. Kurzschlußelemente (im weiteren als SVL- bzw. SVK-Elemente bezeichnet) sind dual zueinander [5] und [8], so daß entweder Leitungselemente nur aus leerlaufenden oder nur aus kurzgeschlossenen Leitungen zusammengeschaltet werden. Aus fertigungstechnischen Gründen wird in der Mikrostriptechnik das Filter aus SVL-Elementen bevorzugt, so daß es in dieser Arbeit im Vordergrund steht. Aufgrund der Dualität sind seine Ergebnisse jedoch auf das Filter aus SVK-Elementen übertragbar. Angaben für das Filter aus SVK-Elementen stehen deshalb in Klammern hinter denen für das Filter aus SVL-Elementen.

Zur Beschreibung eines verkoppelten Leitungspaares dienen bei ungeschichtetem Dielektrikum die Kapazitäten oder die Gleich- und Gegentaktwellenwiderstände. Bei geschichtetem Dielektrikum kommen zu den Kapazitäten bzw. den Wellenwiderständen noch die unterschiedlichen Gleich- und Gegentaktphasengeschwindigkeiten v_e und v_o bzw. die dazugehörigen elektrischen Längen $\theta_e = \omega l/v_e$ und $\theta_o = \omega l/v_o$ (l = Leitungslänge) als charakteristische Größen hinzu (Bild 2). Da Quasi-TEM-Wellen angenommen werden, sind die Phasengeschwindigkeiten frequenzunabhängig, gleich den statischen Werten.

Exakte Syntheseverfahren wie für einheitliches Dielektrikum (z.B. [5], [9], [10]) sind für geschichtetes Dielektrikum bisher nicht bekannt. Nur in [7] wird Cohn's näherungsweise gültiges Syntheseverfahren [11] für ungeschichtetes Dielektrikum auf geschichtetes Dielektrikum erweitert. Dabei ergibt sich, daß bei geschichtetem Dielektrikum die aus der Synthese ermittelten Gleich- und Gegentaktwellenwiderstände Z_e, Z_o nicht zu verändern sind, sondern lediglich eine Korrektur der Leitungslängen notwendig ist. In [8] werden Angaben über symmetrische verkoppelte Mikrostripleitungspaare gemacht, es ist jedoch kein Syntheseverfahren angegeben. Die angegebenen Ersatzschaltungen für das SVL- und SVK-Element sind keine Kettenleiter und daher für eine Synthese auch wenig geeignet.

Ausgehend von den Kettenparametern in [8] wird in Kap. 2.1 für ein Filter aus n identischen SVL- bzw. SVK-Elementen ein analytischer Ausdruck

Bild 1: Querschnitt einer Mikrostripstruktur



$$Z_e = \frac{1}{v_e C_g^{\varepsilon}} \quad ; \quad Z_o = \frac{1}{v_o (C_g^{\varepsilon} + 2C_{12}^{\varepsilon})}$$

$$\frac{v_e}{c_o} = \sqrt{\frac{C_g^1}{C_g^{\varepsilon}}} \quad ; \quad \frac{v_o}{c_o} = \sqrt{\frac{C_g^1 + 2C_{12}^1}{C_g^{\varepsilon} + 2C_{12}^{\varepsilon}}}$$

$$C_g^1 = C_g^{\varepsilon}\big|_{\varepsilon_r = 1} \quad ; \quad C_{12}^1 = C_{12}^{\varepsilon}\big|_{\varepsilon_r = 1}$$

Bild 2: Symmetrisches verkoppeltes Leitungspaar

(a) aus leerlaufenden Leitungen (SVL-Element)

(b) aus kurzgeschlossenen Leitungen (SVK-Element)

(c) Beschreibung des verkoppelten Leitungspaares durch seine geometrischen Abmessungen und seine charakteristischen Größen (Die Angaben gelten für Quasi-TEM-Wellen.)

für das Betragsquadrat der Transmittanz (des Betriebsübertragungsfaktors) bestimmt, der eine gute Näherung darstellt. Außerdem wird eine exakte Ersatzschaltung angegeben, aus der eine Aussage über die Bandbreite gewonnen werden kann. In Kap. 2.2 wird das Bandpaßfilter aus verschiedenen SVL- bzw. SVK-Elementen behandelt. Die in einem Fall verwendete Betrachtungsweise kann mit Erfolg auch auf andere Mikrostripstrukturen übertragen werden (Kap. 4 und [12]).

2.1 Bandpaßfilter aus n identischen Elementen

2.1.1 Analytische Näherungslösung für den Übertragungsfaktor

Das Betragsquadrat der Transmittanz eines verlustfreien Zweitores bestimmt sich aus seinen Kettenparametern A, jB, jC, D gemäß

$$|H|^2 = \frac{4}{(A + D)^2 + \left(\frac{B}{Z} + CZ\right)^2} , \qquad (2)$$

wobei das Zweitor ein- und ausgangsseitig mit der gleichen Impedanz Z abgeschlossen ist (z.B. [13], [14]).

Für die Kettenparameter eines SVL-Elementes gilt nach [8]

$$A = \frac{Z_e \cot\theta_e + Z_o \cot\theta_o}{Z_e \csc\theta_e - Z_o \csc\theta_o} = D ,$$

$$jB = \frac{j}{2} \frac{Z_e^2 + Z_o^2 - 2Z_e Z_o (\cot\theta_e \cot\theta_o + \csc\theta_e \csc\theta_o)}{Z_e \csc\theta_e - Z_o \csc\theta_o} , \qquad (3a)$$

$$jC = \frac{2j}{Z_e \csc\theta_e - Z_o \csc\theta_o} ,$$

für ein SVK-Element

$$A = \frac{Y_e \cot\theta_e + Y_o \cot\theta_o}{Y_e \csc\theta_e - Y_o \csc\theta_o} = D \quad ,$$

$$jB = \frac{2j}{Y_e \csc\theta_e - Y_o \csc\theta_o} \quad , \tag{3b}$$

$$jC = j\frac{Y_e^2 + Y_o^2 - 2Y_eY_o\,(\cot\theta_e \cot\theta_o + \csc\theta_e \csc\theta_o)}{2(Y_e \csc\theta_e - Y_o \csc\theta_o)} \quad .$$

Der Kettenparameter C (B) ändert sich in der Nähe der Bandmitte $\theta_e \approx \theta_o \approx \frac{\pi}{2}$ nur schwach mit der Frequenz, so daß er näherungsweise durch seinen Wert in Bandmitte (Index m) ersetzt werden kann. Führt man außerdem den Frequenzparameter x mit $x \equiv A$ ein, dann können die Kettenparameter des SVL-Elementes durch die Näherung

$$A \equiv x \quad ,$$

$$jC \approx j\frac{2}{Z_e \csc\theta_e^m - Z_o \csc\theta_o^m} \approx j\frac{2}{Z_e - Z_o} \equiv j\,K_L \quad , \tag{4a}$$

$$jB = j\frac{1 - x^2}{K_L} \quad ,$$

ersetzt werden. Für die Kettenparameter des SVK-Elementes gilt entsprechend die Näherung

$$A \equiv x \quad ,$$

$$jB \approx j\frac{2}{Y_e \csc\theta_e^m - Y_o \csc\theta_o^m} \approx j\frac{2}{Y_e - Y_o} \equiv jK_K \quad , \tag{4b}$$

$$jC = j\frac{1 - x^2}{K_K} \quad .$$

Der Kettenparameter C (B) ist hiernach näherungsweise unabhängig von θ_e und θ_o in Bandmitte; die Beziehung für den noch unbestimmten Parameter B (C) folgt aus der allgemeinen Bedingung $A \cdot D + B \cdot C = 1$ für ein verlustfreies, reziprokes Zweitor.

Die durch Gl. (4) eingeführte Frequenztransformation $A(\Theta) \equiv x$ führt bei ungeschichtetem Dielektrikum nicht auf die Richards Transformation Gl. (1), sondern auf $x = F \cos\Theta$ mit $F = (Z_e+Z_o)/(Z_e-Z_o)$ für das SVL-Element und $F = (Y_e+Y_o)/(Y_e-Y_o)$ für das SVK-Element. Wie bei der Richards Transformation ergibt sich durch diese Transformation ein periodisches Verhalten des Filters. Jedoch wird hier über eine Tiefpaß-Hochpaß-Transformation nur der Bereich $0 \leq |x| \leq |F|$ auf die Θ-Achse transformiert.

Bei der Kettenschaltung von n gleichen Elementen ist die Kettenmatrix n mal mit sich selber zu multiplizieren. Dabei ergeben sich für die Gesamtparameter A_n, jB_n, jC_n, D_n Polynome in x, die durch Tschebyscheff-Funktionen erster Art $T_n(x) = \cos\big(n \arccos(x)\big)$ und zweiter Art $U_n(x) = \sin\big(n \arccos(x)\big)$* [15] ausgedrückt werden können:

SVL-Element	SVK-Element
$A_n = D_n = T_n(x)$,	$A_n = D_n = T_n(x)$,
$B_n = \dfrac{U_n(x)\, U_1(x)}{K_L}$,	$B_n = \dfrac{U_n(x)}{U_1(x)}\, K_K$,
$C_n = \dfrac{U_n(x)}{U_1(x)}\, K_L$,	$C_n = \dfrac{U_n(x)\, U_1(x)}{K_K}$.

(5)

Berücksichtigt man, daß $T_n^2 + U_n^2 = 1$ ist, dann ergibt sich das Betragsquadrat der Transmittanz zu

$$|H(x)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{1}{4}\left(\frac{U_1(x)\, U_n(x)}{K} - \frac{U_n(x)}{U_1(x)}\, K\right)^2} = \frac{1}{1 + P^2(x)} \qquad (6)$$

mit $K = Z \cdot K_L$ für ein Filter aus SVL-Elementen und $K = K_K/Z$ für ein Filter aus SVK-Elementen. Die Größe K ist ein Maß für die Fehlanpassung,

* In [15] wird $U_n(x) = \sin\big((n+1) \arccos x\big)/\sin \arccos x$ angegeben. Die hier verwendete Beziehung erweist sich für die Darstellung als günstiger.

wobei K = 1 annähernd die Anpassung des Abschlußwiderstandes Z an den Wellenwiderstand in Bandmitte,

$$Z_L = \sqrt{\frac{B}{C}} \approx \frac{Z_e - Z_o}{2} = \frac{1}{K_L} \qquad (7a)$$

für das Filter aus SVL-Elementen und

$$Z_K = \sqrt{\frac{B}{C}} \approx \frac{2}{Y_o - Y_e} = K_K \qquad (7b)$$

für das Filter aus SVK-Elementen beschreibt.

Das Filterverhalten hinsichtlich Fehlanpassung und Elementezahl ist entsprechend dem aus der Wellenparametertheorie bekanntem: mit steigender Elementezahl wird die Flankensteilheit größer und mit größerer Fehlanpassung ergibt sich eine größere Welligkeit der Dämpfung im Durchlaßbereich (Bild 3). Allerdings ist die Welligkeit nicht konstant, sondern für $K > 1$ nimmt sie von der Bandmitte zur Bandgrenze zu und für $K < 1$ nimmt sie entsprechend ab. Für K = 1 (Anpassung) ist die Welligkeit klein. Die Bandgrenzen sind nicht durch $|x| = 1$ gegeben, sondern abhängig von n und in geringem Maße auch von K.

Einen Eindruck davon, wie gut die Näherung nach Gl. (4) den wirklichen Dämpfungsverlauf nach Gl. (3) beschreibt, gibt Bild 4. Für ein Filter aus n = 4 SVL-Elementen mit den Parametern K = 0,8, Z_e = 209,4 Ω, Z_o = 86,5 Ω, Z = K/K_L = 49,2 Ω (identisch mit dem Filter in Kap. 2.1.3) sind hier die beiden Dämpfungsverläufe wiedergegeben. Bei anderen Parameterwerten ist die Übereinstimmung ähnlich gut.

Bei der Realisierung eines geforderten Dämpfungsverlaufes mit Hilfe von identischen Elementen können zwei Dämpfungsforderungen eingehalten werden. Aus ihnen ergeben sich die für die Schaltung notwendigen Werte K und n. Zur Verwirklichung einer bestimmten Bandbreite muß außerdem ein bestimmtes Verhältnis Z_o/Z_e eingehalten werden, wie im folgenden gezeigt wird.

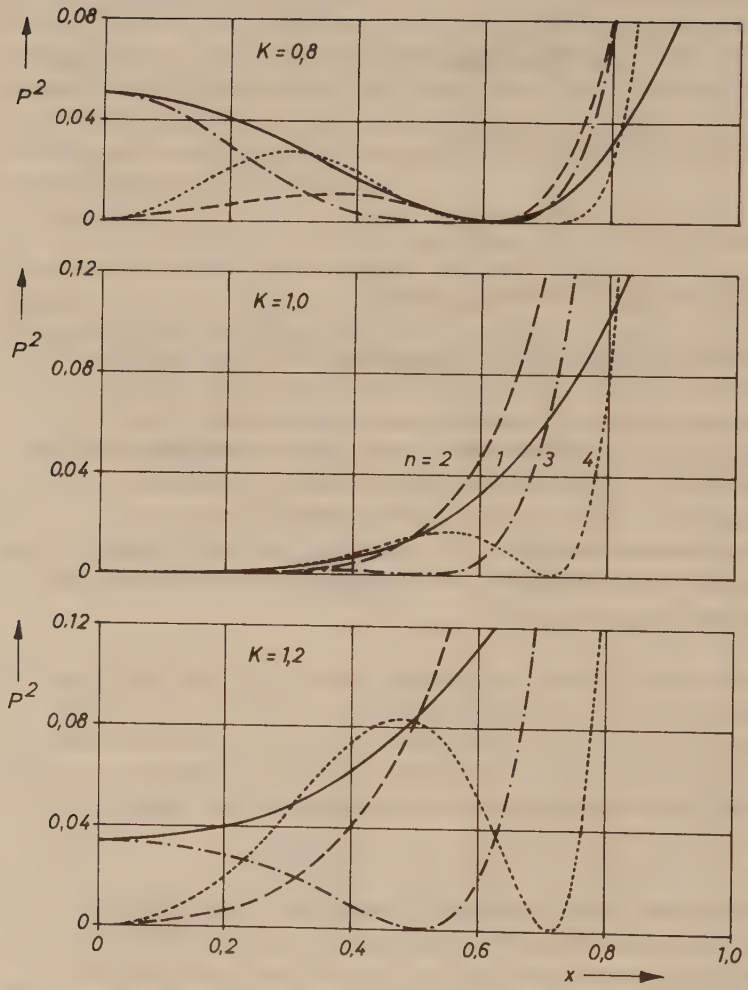


Bild 3: Funktion $P^2(x)$ aus Gl. (6)

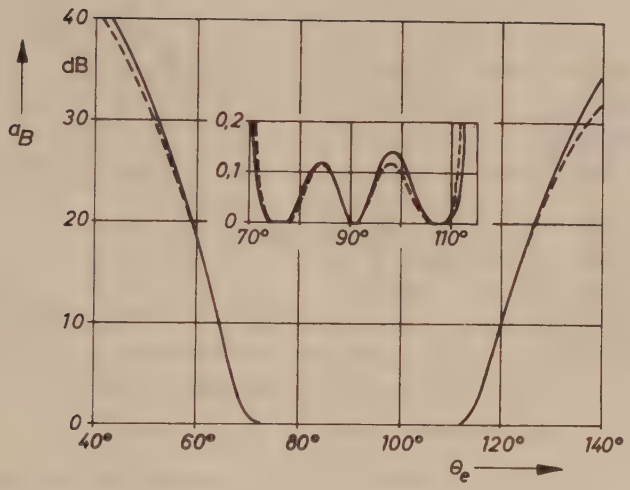


Bild 4: Dämpfungsverlauf für ein Filter aus 4 SVL-Elementen

——— Verlauf mit den Kettenparametern nach Gl. (3)
----- Verlauf bei einer Näherung für die Kettenparameter

2.1.2 X-Ersatzschaltung und Bandbreite

Für das SVL- und SVK-Element lassen sich X-Ersatzschaltungen angeben, die sich gut zur Bestimmung der Bandbreite als Funktion der Gleich- und Gegentaktparameter eignen. Die in [8] angegebenen Ersatzschaltungen (Bild 5) sind hierfür ebenso wenig geeignet wie die für ungeschichtetes Dielektrikum bekannten Kettenleiter-Ersatzschaltungen [5], die für geschichtetes Dielektrikum noch modifiziert werden müßten (Kap. 2.2.2).

Aus den Kettenparametern nach Gl. (3) ergeben sich für das SVL-Element die Längs- bzw. Diagonalimpedanz der X-Schaltung

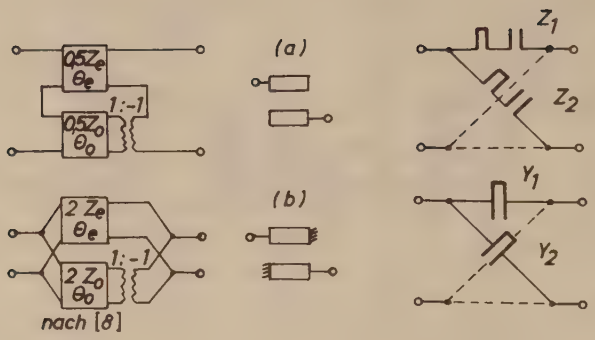


Bild 5: Ersatzschaltungen für (a) SVL- und (b) SVK-Element (Z_1, Z_2, Y_1, Y_2 siehe Text)

$$jZ_1 = j\frac{Z_e}{2}\tan\frac{\theta_e}{2} + \frac{Z_o}{2j\tan\frac{\theta_o}{2}},$$

$$jZ_2 = j\frac{Z_o}{2}\tan\frac{\theta_o}{2} + \frac{Z_e}{2j\tan\frac{\theta_e}{2}}, \qquad (8a)$$

für das SVK-Element entsprechende Admittanzen

$$jY_1 = j\frac{Y_o}{2}\tan\frac{\theta_o}{2} + \frac{Y_e}{2j\tan\frac{\theta_e}{2}},$$

$$jY_2 = j\frac{Y_e}{2}\tan\frac{\theta_e}{2} + \frac{Y_o}{2j\tan\frac{\theta_o}{2}}. \qquad (8b)$$

Beide Zweige der X-Schaltung bestehen aus einer Reihen-(Parallel)-Schaltung von Kurzschluß- und Leerlaufleitungen, so daß für die Impedanzen (Admittanzen) prinzipiell der in Bild 6a angegebene Verlauf

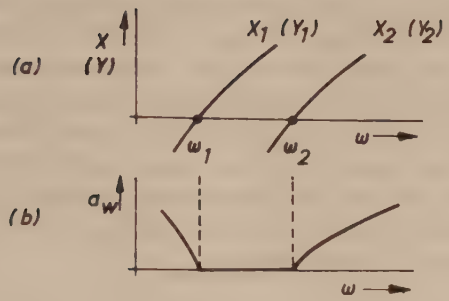


Bild 6: (a) Frequenzabhängigkeit der Impedanzen (Admittanzen) der X-Schaltung nach Bild 5a (5b) und (b) dazugehörige Wellendämpfung

gilt. Nach der Wellenparametertheorie bestimmen die Resonanzfrequenzen der Längs- und Diagonalimpedanz (-admittanz) die Bandbreite der X-Schaltung, denn jenseits des Durchlaßbereiches stellt die Schaltung einen kapazitiven bzw. induktiven Spannungsteiler dar. Mit $w = \tan \theta_e/2 \approx \tan \theta_o/2$ bestimmen sich aus Gl. (8) die Resonanzfrequenzen zu

$$\omega_1^2 = Z_o/Z_e \ , \qquad \omega_2^2 = Z_e/Z_o \ , \tag{9a}$$

so daß sich die relative Bandbreite

$$B_r = 2\,\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 + \omega_1} = 2\,\frac{1 - \frac{Z_o}{Z_e}}{1 + \frac{Z_o}{Z_e}} \tag{9b}$$

ergibt. Sie ist für beliebige Dielektrizitätskonstanten des Substrats eine Funktion des Verhältnisses von Gegentakt- zu Gleichtaktwellenwiderstand.

Für verschiedene Substrate (ε_r = 2,35 bis 20,0) und verschiedene geometrische Abmessungen wird Gl. (9) durch numerisch bestimmte 3 dB-Bandbreiten bestätigt (Bild 7). Dabei sind die berechneten Bandbreiten kleiner als nach Gl. (9), da es sich hier um die Betriebsdämpfung, dort um die Wellendämpfung handelt. Mit zunehmender Elementezahl wird die Flankensteilheit größer, so daß die 3 dB-Bandbreiten kleiner werden. In etwa gibt Bild 7 auch die technisch realisierbaren Bandbreiten für diese Bandpaßfilter wieder, denn bei der numerischen Berechnung wurden sowohl verhältnismäßig schmale (s/h = w/h = 0,2) als auch breite Abmessungen (s/h = 1,5, w/h = 2,5) berücksichtigt.

2.1.3 Experimentelle Ergebnisse

Zwei Filter mit folgenden Daten wurden realisiert:

Filter aus SVL-Elementen	Filter aus SVK-Elementen
n = 4	n = 4
Z_e = 209,4 Ω	Z_e = 74,7 Ω
Z_o = 86,5 Ω	Z_o = 42,3 Ω
K = 0,8	K = 1,0
ε_r = 2,35	ε_r = 2,35
f_o = 1,4 GHz	f_o = 1,4 GHz
	$\lambda/4$ - Anpassungsleitung mit
	Z_a = 99,2 Ω

Die Lastimpedanz $Z = K/K_L$ für das Filter aus SVL-Elementen stimmt mit dem Systemwellenwiderstand (50 Ω) annähernd überein, während die Lastimpedanz $Z = K_K/K$ für das Filter aus SVK-Elementen mit einer $\lambda/4$-Leitung angepaßt wird.

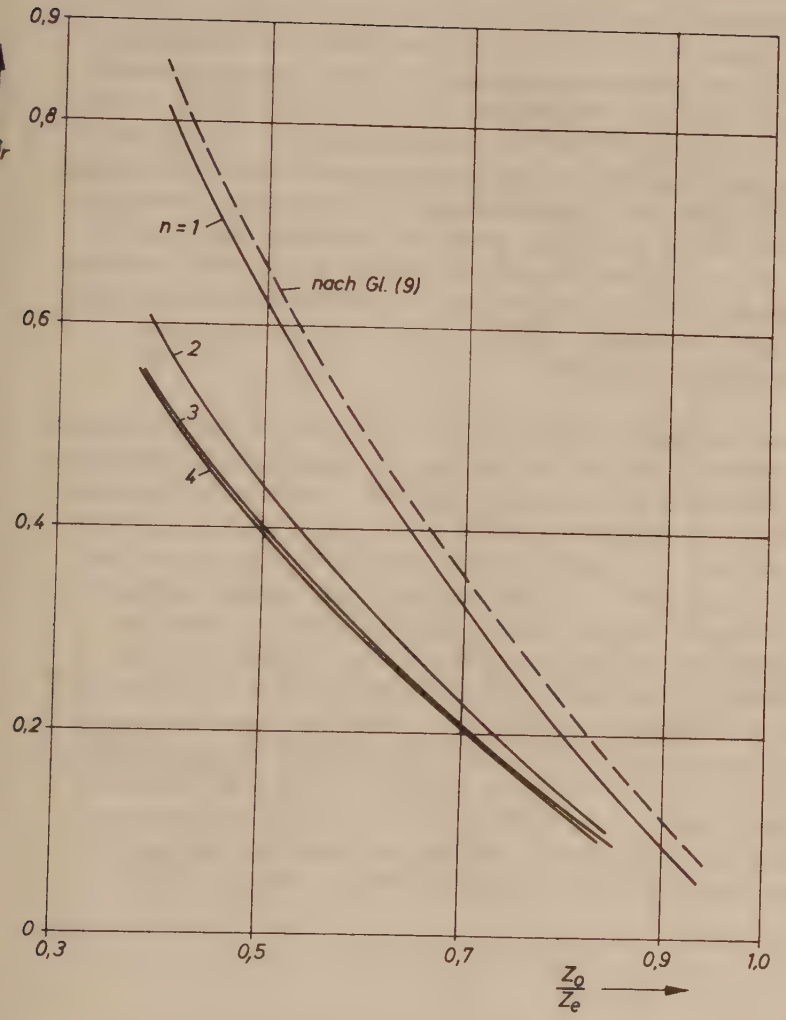


Bild 7: Relative Bandbreite für Bandpaßfilter aus verkoppelten Leitungspaaren

---- aus der X-Ersatzschaltung

—— numerisch ermittelte 3 dB-Bandbreiten, Parameter ist die Anzahl der Leitungspaare

Eine Fotografie der Filter ist in Bild F1 gegeben. Die Umsetzung der Wellenwiderstände in geometrische Abmessungen und umgekehrt erfolgt im Z_o-Z_e-Diagramm (Bild 8), das man sich mit Hilfe der Leitungskapazitäten, z.B. aus [16], bestimmen kann. In diesem Diagramm sind die Daten der realisierten Filter zusammen mit einigen Hilfskurven eingetragen. Es wird deutlich, daß eine Übereinstimmung von Systemwellenwiderstand (50 Ω) und Filterwellenwiderstand nur selten zu erreichen ist. Im allgemeinen sind deshalb Impedanztransformatoren notwendig wie im Falle des Filters aus SVK-Elementen. Die gemessenen Dämpfungen im Vergleich mit den theoretisch ermittelten zeigt Bild 9. Dabei wird eine Betriebsdämpfung kleiner 1 dB erreicht. Das Stehwellenverhältnis (VSWR) ist in Bild 10 dargestellt. Für das Filter aus SVL-Elementen ist VSWR < 1,2 im Durchlaßbereich.

Bemerkenswert an beiden Filtern ist im Sperrbereich ein schmaler Einbruch der Dämpfung. Solche Einbrüche sind bei ungeschichtetem Dielektrikum möglich, wenn es in der Leitungsschaltung $\lambda/2$-Resonatoren gibt und diese nur geringe Unsymmetrie aufweisen [17]. Bei geschichtetem Dielektrikum verursachen die unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten der Gleich- und Gegentaktwelle solche Einbrüche. Für Leitungsschaltungen aus zwei einzelnen Leitungen verschiedener elektrischer Länge sind solche Dämpfungseinbrüche theoretisch bestimmt worden [6]. Für die realisierten Filter wurden die Einbrüche numerisch bestätigt. Durch Angleichung der Phasengeschwindigkeiten lassen sich diese Dämpfungseinbrüche beseitigen [18], [19]. Experimentell wurde festgestellt, daß für die realisierten Filter wenige (zwei bis vier) kleine Keramikplättchen (2 mm x 3 mm, $\varepsilon_r = 9{,}7$), ihrer Länge nach in die Mitte der Spalte gelegt, die Dämpfungseinbrüche verschwinden lassen. Die Dämpfung im Durchlaßbereich wird hierbei nicht nennenswert verändert.

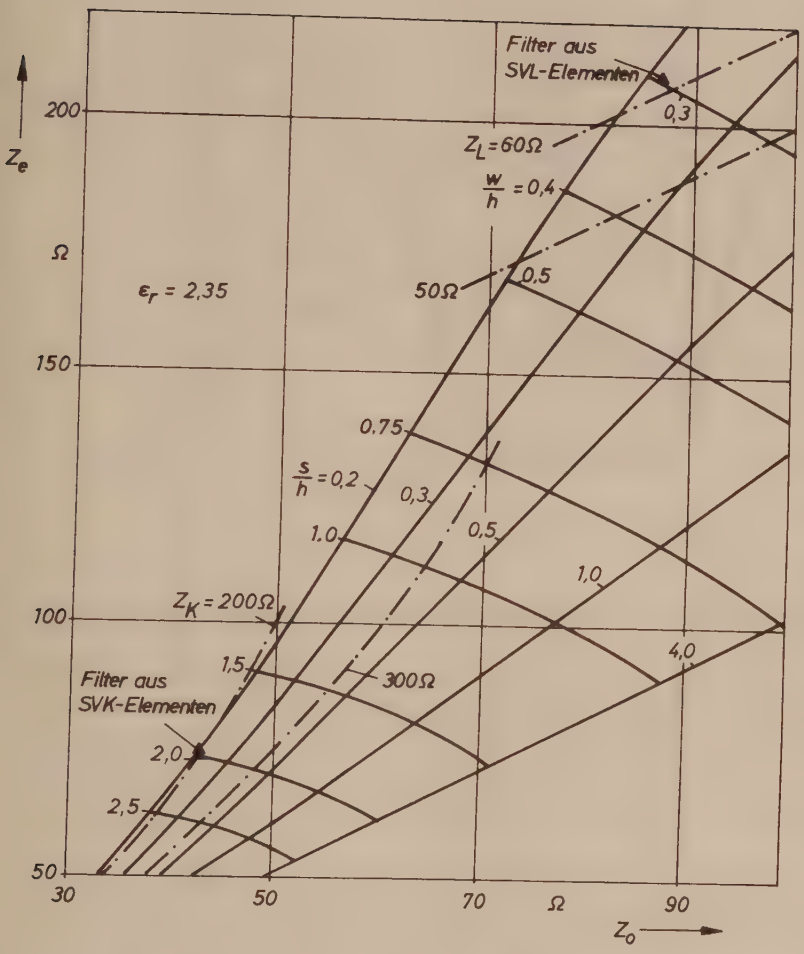


Bild 8: Z_o-Z_e-Diagramm mit Hilfskurven für Filter aus identischen SVL- oder SVK-Elementen

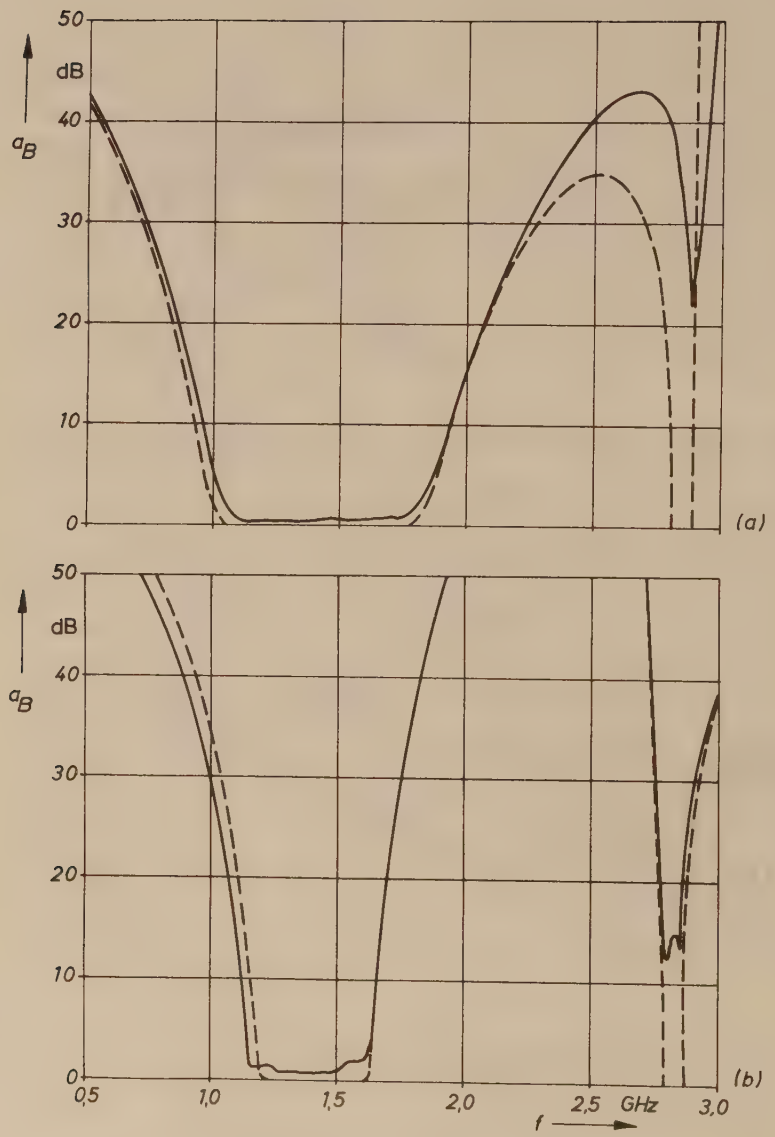


Bild 9: Dämpfungsverlauf für ein Bandpaßfilter aus
(a) SVL- (b) SVK-Elementen
—— experimentell
---- theoretisch

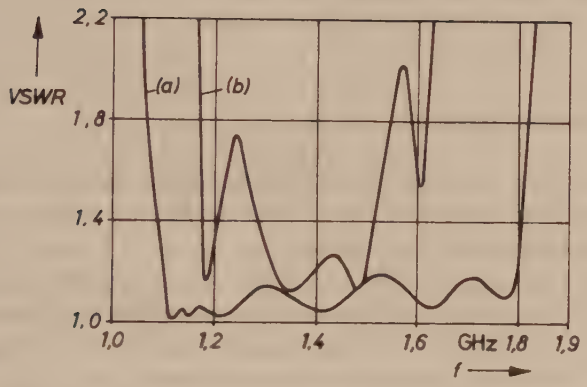


Bild 10: Stehwellenverhältnis für ein Bandpaßfilter aus (a) SVL- und (b) SVK-Elementen (experimentell)

2.2 Bandpaßfilter aus n verschiedenen Elementen

Die in Kap. 2.1 beschriebenen Filter haben, wie alle Filter aus identischen Elementen, ein schlechteres Dämpfungsverhalten als solche aus nicht identischen Elementen, wenn man gleiche Anzahl der Elemente voraussetzt. Die Verwendung von verschiedenen SVL- oder SVK-Elementen im Bandpaßfilter wurde deshalb untersucht.

Bei der Verwendung verschiedener SVL- oder SVK-Elemente ergibt sich die Schwierigkeit, noch mehr verschiedene Ausbreitungsgeschwindigkeiten, damit elektrische Längen berücksichtigen zu müssen, als beim Filter aus identischen Leitungselementen. Zwar kann man die Zahl der elektrischen Längen durch geeignete Wahl der geometrischen Längen reduzieren, es bleiben jedoch bei n verschiedenen SVL- oder SVK-Elementen mindestens noch (n+1) verschiedene elektrische Längen übrig. Brauchbare Syntheseverfahren für Schaltungen mit mehreren Frequenzvariablen sind dem Verfasser zur Zeit jedoch nicht bekannt.

Möglichkeiten, dennoch verschiedene SVL- oder SVK-Elemente benutzen zu können, ergeben sich aus einer Erweiterung der Ergebnisse aus Kap. 2.1 und aus einer Modifizierung der bekannten Kettenleiter-Ersatzschaltungen für ungeschichtetes Dielektrikum.

2.2.1 Erweiterung der Ergebnisse aus Kap. 2.1

SVL(SVK)-Elemente mit unterschiedlichen Spalt- und Leiterbreiten haben unterschiedliche Kettenparameter. Bei n verschiedenen Elementen ergeben sich dann entsprechend den Definitionen in Gl. (4) sowohl n verschiedene Werte $K_{Li}(K_{Ki})$, i = 1,2, ..., n als auch n verschiedene Frequenzparameter x_i, i = 1,2, ..., n. Durch geeignete Wahl der geometrischen Längen kann man jedoch näherungsweise Gleichheit der Frequenzparameter erreichen, wobei einer der Frequenzparameter, z.B. x_1, als Bezugsparameter verwendet werden kann.

$$x_i \approx x_1 \equiv x \quad , \qquad i = 2,3, \ldots, n \; . \tag{10}$$

Für eine Schaltung, z.B. aus SVL-Elementen, folgt aus Gl. (10) mit Gl. (3a) die Bedingung

$$\frac{Z_{ei}\cot\theta_{ei} + Z_{oi}\cot\theta_{oi}}{Z_{ei}\csc\theta_{ei} - Z_{oi}\csc\theta_{oi}} \approx \frac{Z_{e1}\cot\theta_{e1} + Z_{o1}\cot\theta_{o1}}{Z_{e1}\csc\theta_{e1} - Z_{o1}\csc\theta_{o1}} \quad , \tag{11}$$

$$i = 2,3, \ldots, n \; .$$

Die transzendente Gl. (11) kann im allgemeinen nur bei einer Frequenz erfüllt werden, wozu die Bandmittenfrequenz gewählt wird. Durch sie wird gleichzeitig auch die Leiterlänge l_1 festgelegt. Bei Kenntnis der Impedanzen ergeben sich dann als Lösung von Gl. (11) die übrigen Leiterlängen. Die Lösung einer transzendenten Gleichung erweist sich mitunter als schwierig. Durch einen Reihenansatz für die trigonometrischen Funktionen kann aus Gl. (11) jedoch auch eine Näherungslösung für die unbekannten Leiterlängen bestimmt werden. Dabei ist die Lage der Bandmitte

in der Nähe von $\pi/2$ zu berücksichtigen. Mit den Näherungen $\cot\theta \approx \frac{\pi}{2} - \theta$, $\csc\theta \approx 1$ ergeben sich die Leiterlängen l_i zu

$$l_i = d_i\, l_1 + e_i\, \lambda_o/4 , \qquad i = 2,3,\ldots,n$$

$$d_i = \frac{v_{oi}}{v_{o1}} \frac{\left(\frac{v_{o1}}{v_{e1}} + \frac{Z_{o1}}{Z_{e1}}\right)\left(1 - \frac{Z_{oi}}{Z_{ei}}\right)}{\left(\frac{v_{oi}}{v_{ei}} + \frac{Z_{oi}}{Z_{ei}}\right)\left(1 - \frac{Z_{o1}}{Z_{e1}}\right)} , \tag{12}$$

$$e_i = \frac{v_{oi}}{c_o} \frac{1 + \frac{Z_{oi}}{Z_{ei}} - \left(1 + \frac{Z_{o1}}{Z_{e1}}\right)\left(1 - \frac{Z_{oi}}{Z_{ei}}\right) \Big/ \left(1 - \frac{Z_{o1}}{Z_{e1}}\right)}{\left(\frac{v_{oi}}{v_{ei}} + \frac{Z_{oi}}{Z_{ei}}\right)} .$$

Dabei ist die Wellenlänge λ_o durch die Bandmittenfrequenz und die Lichtgeschwindigkeit c_o im Vakuum bestimmt.

Für ein Filter aus verschiedenen SVK-Elementen gelten zu Gl. (12) entsprechende Beziehungen.

Trotz gleicher Frequenzparameter führen die verschiedenen Werte K_{Li} (K_{Ki}) der verschiedenen Leiterpaare dazu, daß das Betragsquadrat der Transmittanz nicht mehr in einfacher analytischer Form angegeben werden kann. Für eine vorgegebene Anzahl von Leiterpaaren ist es durch Bestimmung der Gesamtkettenparameter zu ermitteln. Das Polynom $P^2(x)$ bleibt dabei jedoch ein Polynom $2(n+1)$-ten Grades in x^2. Seine Koeffizienten können einem gewünschten Filterverhalten entsprechend angepaßt werden. Fordert man z.B. Tschebyscheff Verhalten im Durchlaßbereich des Dämpfungsverlaufes, dann muß

$$P_n^2(x) = \varepsilon^2 T_n^2(x) \tag{13}$$

erfüllt sein. Die Größe ε beschreibt dabei die maximal zulässige Dämpfung im Durchlaßbereich, T_n ist wie in Gl. (5) die Tschebyscheff Funktion erster Art $T_n(x) = \cos\left(n \arccos(x)\right)$. Aus Gl. (13) ergeben sich (n+2) Bestimmungsgleichungen für die 2n noch freien geometrischen Parameter der

Spalt- und Leiterbreiten. Für $n > 1$ sind die vorhandenen Spalt- und Leiterbreiten ausreichend, um Gl. (13) zu befriedigen. Für $n > 2$ bleiben sogar noch geometrische Parameter frei, mit denen weitere Forderungen an das Filterverhalten erfüllt oder günstige Leiterabmessungen angestrebt werden können. Die Bestimmung der geometrischen Abmessungen aus Gl. (13) ist mit numerischen Methoden möglich.

2.2.2 Modifizierte Kettenleiter-Ersatzschaltung

Eine andere Möglichkeit, n verschiedene SVL- oder SVK-Elemente in einer Schaltung zu berücksichtigen, ergibt sich aus einer Modifizierung der bekannten Kettenleiter-Ersatzschaltungen für ungeschichtetes Dielektrikum (Bild 11). Dabei soll die Struktur der Ersatzschaltungen beibehalten werden, während die Impedanzen und elektrischen Längen dem geschichteten Dielektrikum entsprechend anzupassen sind.

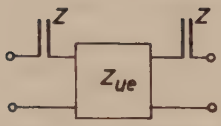
In den Kettenleiter-Ersatzschaltungen für das SVL- und SVK-Element bei ungeschichtetem Dielektrikum sind die einzelnen Leitungselemente durch die Ausbreitungsgeschwindigkeit v der TEM-Welle und durch die Leitungskapazitäten des verkoppelten Leitungspaares bestimmt. Für die Impedanzen der Leitungselemente in den Ersatzschaltungen gilt [5]:

SVL-Element	SVK-Element
$Z = \frac{1}{v\, C_o^\varepsilon} = Z_o$,	$Z = \frac{1}{v\, C_e^\varepsilon} = Z_e$,
$Z_{ue} = \frac{1}{v \frac{C_o^\varepsilon\, C_e^\varepsilon}{C_{12}^\varepsilon}}$,	$Z_{ue} = \frac{1}{v\, C_{12}^\varepsilon}$.

(14)

Eine einheitliche Phasengeschwindigkeit kann bei geschichtetem Dielektrikum nicht mehr angenommen werden. Außerdem muß offengelassen werden, in welcher Weise die Leitungskapazitäten die Impedanzen der Ersatzschaltungen bestimmen. Für die Impedanzen der Ersatzschaltungen wird

(a)



ungeschichtetes Dielektrikum

$$Z = \frac{1}{vC_0^\varepsilon} = Z_0 \; ; \; Z_{ue} = \frac{C_{12}^\varepsilon}{vC_0^\varepsilon C_e^\varepsilon} = \frac{Z_e - Z_0}{2} \; ;$$

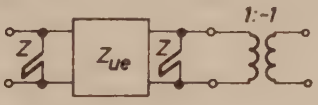
$$\frac{v}{c_0} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

geschichtetes Dielektrikum

$$Z = \frac{1}{v_0 C_0^\varepsilon} = Z_0 \; ; \; Z_{ue} = \frac{C_{12}^\varepsilon}{v_{12} C_0^\varepsilon C_e^\varepsilon} \; ;$$

$$\frac{v_0}{c_0} = \sqrt{\frac{C_0^1}{C_0^\varepsilon}} \quad ; \quad \frac{v_{12}}{c_0} = \sqrt{\frac{C_{12}^\varepsilon C_0^1 C_e^1}{C_0^\varepsilon C_e^\varepsilon C_{12}^1}}$$

(b)



ungeschichtetes Dielektrikum

$$Z = \frac{1}{vC_e^\varepsilon} = Z_e \; ; \; Z_{ue} = \frac{2}{v(C_0^\varepsilon - C_e^\varepsilon)} = \frac{2}{Y_0 - Y_e} \; ;$$

$$\frac{v}{c_0} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

geschichtetes Dielektrikum

$$Z = \frac{1}{v_e C_e^\varepsilon} = Z_e \; ; \; Z_{ue} = \frac{1}{v_{12} C_{12}^\varepsilon} \; ;$$

$$\frac{v_e}{c_0} = \sqrt{\frac{C_e^1}{C_e^\varepsilon}} \quad ; \quad \frac{v_{12}}{c_0} = \sqrt{\frac{C_{12}^1}{C_{12}^\varepsilon}}$$

Bild 11: Kettenleiter-Ersatzschaltung für (a) SVL- und (b) SVK-Element, für geschichtetes Dielektrikum sind die Ersatzschaltungen nur näherungsweise gültig

deshalb folgender Ansatz gemacht

SVL-Element	SVK-Element
$Z = \frac{1}{v_l \, C^{\varepsilon}_l}$,	$Z = \frac{1}{v_k \, C^{\varepsilon}_k}$,
$Z_{ue} = \frac{1}{v_{uel} \, C^{\varepsilon}_{uel}}$,	$Z_{ue} = \frac{1}{v_{uek} \, C^{\varepsilon}_{uek}}$.

(15)

Die Kapazitäten und Geschwindigkeiten sind dabei so zu bestimmen, daß sich gleiches Übertragungsverhalten der Ersatzschaltung und aus der analytischen Beschreibung Gl. (3) ergibt. Dazu wird ein Vergleich entsprechender Zweitorparameter vorgenommen, für das SVL-Element zweckmäßig ein Vergleich der z-Parameter

z_{12}:

$$\frac{C^{\varepsilon}_{uel}}{v_{uel} \, C^{\varepsilon}_o \, C^{\varepsilon}_e} \operatorname{csc}\theta_{uel} = 0{,}5 \, (Z_e \operatorname{csc}\theta_e - Z_o \operatorname{csc}\theta_o) \, ,$$

(16a)

z_{11}:

$$\frac{\operatorname{ctg}\theta_{uel}}{v_{uel} \, C^{\varepsilon}_{uel}} + \frac{\operatorname{ctg}\theta_l}{v_l \, C^{\varepsilon}_l} = 0{,}5 \, (Z_e \cot\theta_e + Z_o \cot\theta_o) \, ,$$

für das SVK-Element zweckmäßig ein Vergleich der y-Parameter

y_{12}:

$$\frac{v_{uek} \, C^{\varepsilon}_{uek}}{\sin\theta_{uek}} = 0{,}5 \, (Y_o \operatorname{csc}\theta_o - Y_e \operatorname{csc}\theta_e) \, ,$$

(16b)

y_{11}:

$$v_{uek} \, C^{\varepsilon}_{uek} \operatorname{ctg}\theta_{uek} + v_k \, C^{\varepsilon}_k \operatorname{ctg}\theta_k = 0{,}5 \, (Y_e \cot\theta_e + Y_o \cot\theta_o) \, .$$

Die Lösungen für die Kapazitäten und Phasengeschwindigkeiten dieser transzendenten Gleichungen sind frequenzabhängig und nur numerisch zu bestimmen. Frequenzunabhängige, analytische Näherungslösungen erhält man mit einem Reihenansatz für die trigonometrischen Funktionen. Mit $\sin\theta \approx \theta$ und $\operatorname{ctg}\theta \approx \frac{1}{\theta} - \frac{\theta}{3}$ reichen die sich aus Gl. (16) ergebenden Bestimmungsgleichungen nicht aus, um die Geschwindigkeiten und Kapazitäten eindeutig festzulegen. Andererseits führen weitere Glieder in den Reihenansätzen auf analytisch nicht lösbare Gleichungen. Verlangt man jedoch zusätzlich zu Gl. (16), daß die Ableitung der Zweitorparameter nach der Frequenz für die Ersatzschaltung und für die analytische Beschreibung übereinstimmen und führt auch hier für die trigonometrischen Funktionen entsprechende Näherungen ein $\left(\cos\theta \approx 1 - \frac{\theta^2}{2}\right)$, dann erhält man die notwendige Anzahl unabhängiger Gleichungen zur Bestimmung der Kapazitäten und Phasengeschwindigkeiten. Für das SVL-Element ergibt sich z.B.

SVL-Element

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{2}\left(\frac{1}{C_e^\varepsilon} + \frac{1}{C_o^\varepsilon}\right) &= \frac{1}{C_{uel}^\varepsilon} + \frac{1}{C_l^\varepsilon} \\
\frac{1}{2}\left(\frac{1}{v_e^2\, C_e^\varepsilon} + \frac{1}{v_o^2\, C_o^\varepsilon}\right) &= \frac{1}{v_{uel}^2\, C_{uel}^\varepsilon} + \frac{1}{v_l^2\, C_l^\varepsilon} \\
\frac{1}{2}\left(\frac{1}{C_e^\varepsilon} - \frac{1}{C_o^\varepsilon}\right) &= \frac{1}{C_{uel}^\varepsilon} \\
\frac{1}{2}\left(\frac{1}{v_e^2\, C_e^\varepsilon} - \frac{1}{v_o^2\, C_o^\varepsilon}\right) &= \frac{1}{v_{uel}^2\, C_{uel}^\varepsilon} \quad .
\end{aligned}
\tag{17}
$$

Aus Gl. (17) und entsprechenden Gleichungen für das SVK-Element folgen die Kapazitäten und Phasengeschwindigkeiten für die Ersatzschaltungselemente zu

SVL-Element

$$C_l^\varepsilon = C_o^\varepsilon \,, \qquad \frac{v_l}{c_o} = \sqrt{\frac{C_o^1}{C_o^\varepsilon}} = \frac{v_o}{c_o} \,,$$

$$C_{uel}^\varepsilon = \frac{C_o^\varepsilon \, C_e^\varepsilon}{C_{12}^\varepsilon} \,, \qquad \frac{v_{uel}}{c_o} = \sqrt{\frac{C_o^1 \, C_e^1 \, C_{12}^\varepsilon}{C_o^\varepsilon \, C_e^\varepsilon \, C_{12}^1}} = \frac{v_o \, v_e \, v_{12}^{-1}}{c_o} \,,$$

SVK-Element

$$C_k^\varepsilon = C_e^\varepsilon \,, \qquad \frac{v_k}{c_o} = \sqrt{\frac{C_e^1}{C_e^\varepsilon}} = \frac{v_e}{c_o} \,,$$

$$C_{uek}^\varepsilon = C_{12}^\varepsilon \,, \qquad \frac{v_{uek}}{c_o} = \sqrt{\frac{C_{12}^1}{C_{12}^\varepsilon}} = \frac{v_{12}}{c_o} \,. \qquad (18)$$

Der hochgestellte Index 1 kennzeichnet die entsprechende Größe für $\varepsilon_r = 1$. Damit sind die Impedanzen in den Kettenleiter-Ersatzschaltungen für geschichtetes Dielektrikum näherungsweise durch die gleichen Kapazitäten wie beim ungeschichteten Dielektrikum gegeben. Die Phasengeschwindigkeiten bestimmen sich näherungsweise als die zu diesen Kapazitäten entsprechenden Größen.

2.2.3 Genauigkeit dieser Ersatzschaltung

Eine durch Gl. (18) beschriebene Ersatzschaltung gibt das Filterverhalten dann gut wieder, wenn sich die Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeiten – die Kapazitäten werden als frequenzunabhängig angenommen – tatsächlich als gering erweist. Um eine Vorstellung davon zu bekommen, wie genau die modifizierte Ersatzschaltung den wirklichen, durch die Kettenparameter in Gl. (3) bestimmten, Dämpfungsverlauf beschreibt und wie groß die Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeiten in der Ersatzschaltung ist, wurden die bereits in Kap. 2.1 angegebenen Filter hieraufhin untersucht. Die Dämpfungskurven sind in Bild 12a und 13a dargestellt. Es ist eine geringe Abweichung vom wirklichen Verlauf nur im oberen Sperrbereich gegeben. Die Abweichungen sind geringer als bei der Näherung für die Kettenparameter nach Kap. 2.1.1 (Bild 4). Auch im Durchlaßbereich wird die wirkliche Dämpfung so gut

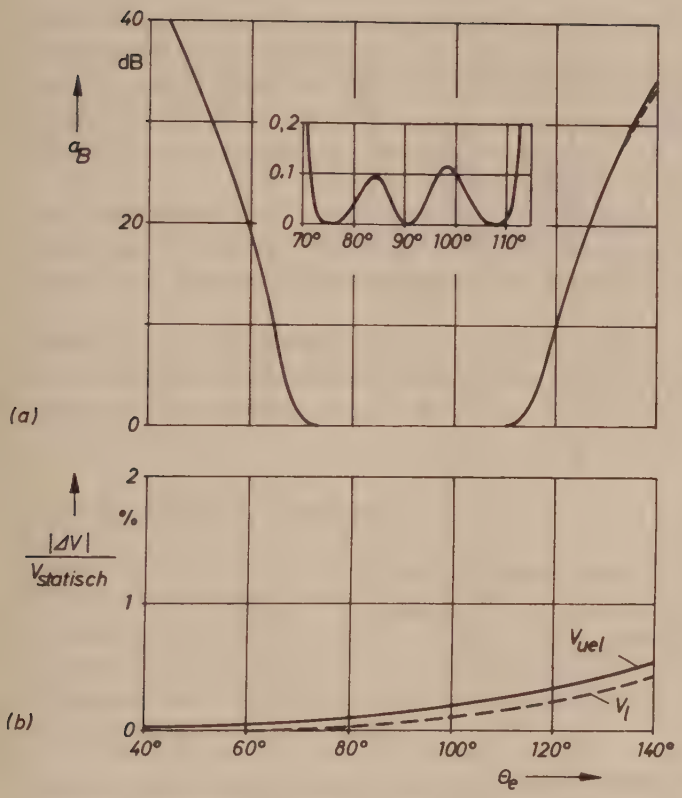


Bild 12: (a) Dämpfungsverlauf für das Filter in Bild F1 aus vier SVL-Elementen (—— wirklicher Verlauf, --- Verlauf nach der modifizierten Kettenleiter-Ersatzschaltung)
(b) Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeiten in der Kettenleiter-Ersatzschaltung

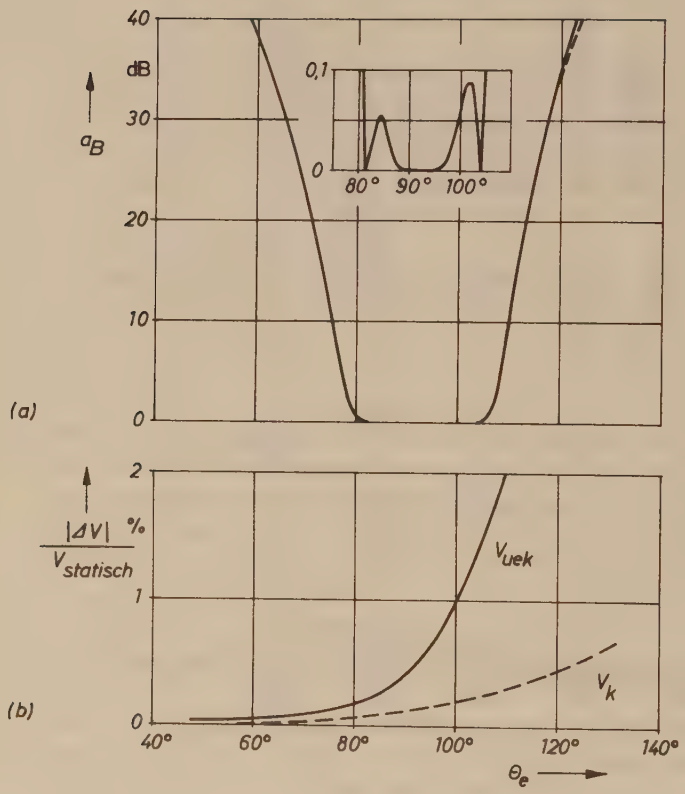


Bild 13: (a) Dämpfungsverlauf für das Filter in Bild F1 aus vier SVK-Elementen (—— wirklicher Verlauf, --- Verlauf nach der modifizierten Kettenleiter-Ersatzschaltung)
(b) Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeiten in der Kettenleiter-Ersatzschaltung

beschrieben, daß die Abweichung in Bild 12 und 13 nicht darstellbar ist.

Entsprechend der guten Übereinstimmung im Dämpfungsverlauf ist die Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeiten Gl. (16) gering (Bild 12 und 13). Die Änderung der Phasengeschwindigkeiten gegenüber den statischen Werten aus Gl. (18) ist im betrachteten Frequenzbereich für beide Filter im wesentlichen unter ein Prozent.

Die Untersuchung eines Bandpaßfilters aus verschiedenen SVL- oder SVK-Elementen hat gezeigt, daß die Kettenleiter-Ersatzschaltungen auch in diesem Fall den wirklichen Dämpfungsverlauf gut beschreiben können.

Mit Hilfe der hier angegebenen Methode können Ersatzschaltungsgrößen auch für andere Mikrostripstrukturen bestimmt werden. Die Ergebnisse werden den hier gefundenen entsprechen (Kap. 4 und [12]).

2.2.4 Experimentelle Ergebnisse

Für die Realisierung eines Filters aus verschiedenen SVL-Elementen wurde ein in [11] angegebenes Filter ausgewählt. Es besteht aus sieben Leitungspaaren, hat Tschebyscheff Verhalten mit einem Stehwellenverhältnis VSWR = 1,1 und eine Bandbreite von 10 %. Die Gleich- und Gegentaktwellenwiderstände werden in einem Syntheseverfahren aus einem Tiefpaßprototyp abgeleitet.

Die Abmessungen des hierzu gehörenden Filters aus Mikrostripleitungen werden so bestimmt, daß die Gleich- und Gegentaktwellenwiderstände mit denen in [11] übereinstimmen. Das realisierte Filter hat folgende Daten:

i	Z_{ei}/Ω	Z_{oi}/Ω	w_i/h	s_i/h
1 und 7	82,5	37,6	0,122	0,042
2 und 6	58,8	43,5	0,18	0,167
3 und 5	55,7	45,3	0,185	0,233
4	55,4	45,6	0,185	0,244

$\varepsilon_r = 9{,}7$, $f_o = 5{,}5$ GHz, $B_r = 10$ %,

$Z = 50\ \Omega$

Substrathöhe $h = 0{,}7$ mm

Tabelle 1: Daten eines Filters aus SVL-Elementen

Die Länge der einzelnen Leitungspaare bestimmt sich aus der Bandmittenfrequenz $f_o = 5{,}5$ GHz und aus den bei der Realisierung sich ergebenden Phasengeschwindigkeiten der Gleich- und Gegentaktwellen. Um den Einfluß der Endkapazität der leerlaufenden Leitungen auf die Resonanzfrequenz zu kompensieren, müssen dann noch die Leitungen verkürzt werden [20]. Eine Gegenüberstellung des gemessenen Dämpfungsverlaufes und der theoretisch ermittelten Dämpfungsverläufe zeigt Bild 14. Die qualitative und quantitative Übereinstimmung ist gut, nur die Ersatzschaltung hat eine etwas zu große Bandbreite. Die Durchlaßdämpfung von 1,5 dB ist zufriedenstellend.

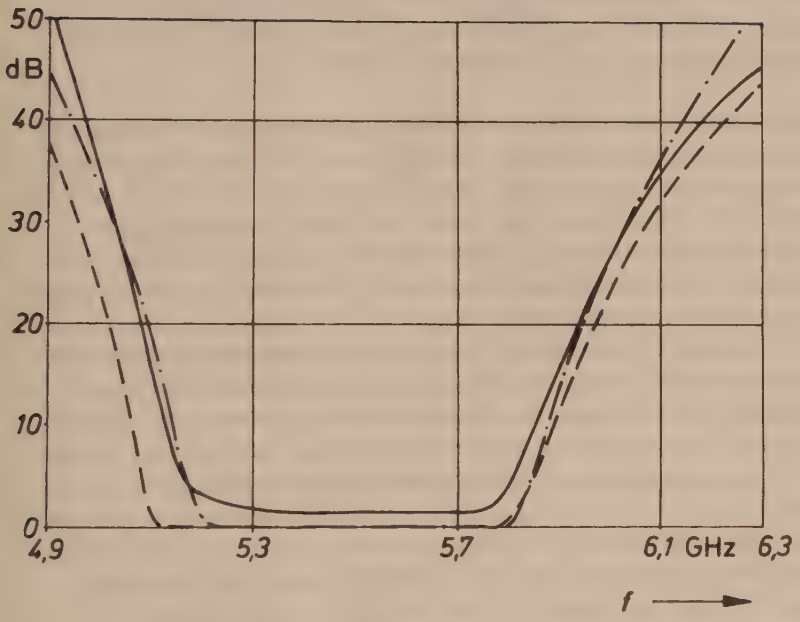


Bild 14: Dämpfungsverlauf des Filters aus verschiedenen SVL-Elementen,

—— gemessen

-.- gerechnet mit den Kettenparametern nach Gl. (3)

--- gerechnet mit der Ersatzschaltung

3. Ein Bandsperrfilter

Gemäß der Richards Transformation Gl. (1) ergibt sich ein Bandsperrverhalten durch Transformation eines entsprechenden Tiefpaßverhaltens. Zweckmäßig wird man bei der Synthese von Bandsperrfiltern von tabellierten Tiefpaßprototypen (z.B. [21]) Gebrauch machen.

Für ungeschichtetes Dielektrikum untersuchen Schiffmann und Matthaei [22] die Möglichkeiten, Bandsperrfilter zu realisieren. In ihren Realisierungsvorschlägen verwenden sie einzelne Leitungen oder/und verkoppelte Leitungspaare. Diese Vorschläge können für Mikrostriptechnik übernommen werden, wenn die realisierte Schaltung nur aus einzelnen Leitungen besteht. Wenn die realisierte Schaltung jedoch verkoppelte Leitungspaare enthält, müssen die unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten der Gleich- und Gegentaktwelle berücksichtigt werden. Im allgemeinen sind dann die vom ungeschichteten Dielektrikum her bekannten Elemente einer Ersatzschaltung komplizierte Funktionen der Gleich- und Gegentaktparameter. Ein wenig bekanntes "Gabelelement" (spurline element [22]) wird hier zur Realisierung gewählt, weil seine Ersatzschaltungsgrößen auch im Falle des geschichteten Dielektrikums in einfacher Art von den Gleich- und Gegentaktparametern abhängen. Mit diesem Gabelelement wird die Realisierung eines Bandsperrfilters untersucht, dem ein Tschebyscheff-oder Butterworth-Tiefpaßprototyp zugrunde liegt. Die Realisierung erfolgt in zwei Stufen. In einem Entwurf (Kap. 3.1) wird aus dem Tiefpaßprototyp eine Schaltung mit Leitungselementen entworfen, deren Impedanzen im Falle ungeschichteten Dielektrikums realisierbar wären (Ausgangsfilter). Unterschiedliche Phasengeschwindigkeiten werden nicht berücksichtigt. In einer anschließenden Transformation (Kap. 3.2) werden die Impedanzwerte des Ausgangsfilters unter Berücksichtigung der verschiedenen Phasengeschwindigkeiten in der Mikrostripschaltung für diese bestimmt.

3.1 Entwurf des Ausgangsfilters

Der Zusammenhang zwischen Tiefpaßprototyp und Bandsperrfilter ist in Bild 15 und 16 schematisch dargestellt. Durch die Transformation [22], [23]

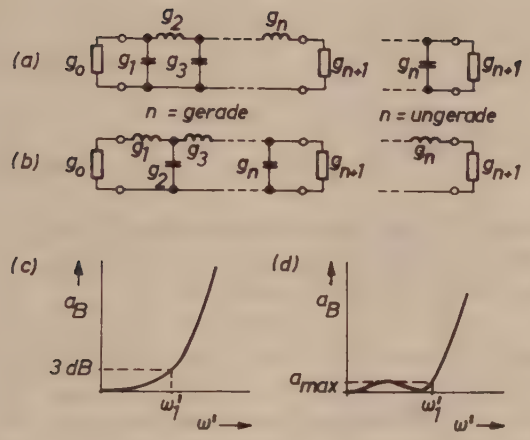


Bild 15: Tiefpaßprototypfilter. (a), (b) vier Grundschaltungen mit der Definition der Parameter g_0, g_1 ... (c), (d) Butterworth- und Tschebyscheffverhalten mit der Definition der Grenzfrequenz ω'_1

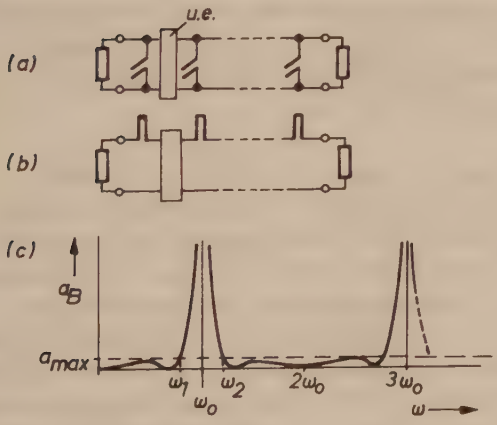


Bild 16: Bandsperrfilter mit (a) leerlaufenden und (b) kurzgeschlossenen Stichleitungen, (c) Dämpfungsverlauf mit Definition von ω_1 und ω_0

$$\omega' = a \tan\left(\frac{\pi}{2}\frac{\omega}{\omega_o}\right)$$

$$a = \omega_1' \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{\omega_1}{\omega_o}\right) \qquad (19)$$

wird die Tiefpaßgrenzfrequenz f_1' in die untere Grenzfrequenz f_1 des Bandsperrfilters transformiert, mit f_o als Bandmittenfrequenz. Der Dämpfungsverlauf ist symmetrisch zu f_o und periodisch in $2f_o$.

Wegen seiner Stichleitungen im Längszweig ist der "transformierte Prototyp" in Streifenleitungstechnik nicht realisierbar. Durch Einfügen von Leitungsstücken (unit element, u.e.) zwischen das Filter und seine Abschlußwiderstände ist eine Umwandlung des "transformierten Prototyps" mit Hilfe der Kuroda Identitäten (Bild 17) in äquivalente Schaltungen möglich, ohne das Dämpfungsverhalten zu verändern. Dabei erhält man eine Kettenschaltung von Leitungsstücken mit leerlaufenden Stichleitungen im Querzweig oder/und kurzgeschlossenen Stichleitungen im Längszweig (Bild 16). Im allgemeinen wird man bei praktischen Ausführungen von Bandsperrfiltern eine Kombination von leerlaufenden Stichleitungen im Querzweig und kurzgeschlossenen Stichleitungen im Längszweig vorsehen müssen. Der Wertebereich realisierbarer Impedanzen ist verhältnismäßig gering, so daß durch entsprechende Schaltungsvariationen die Realisierbarkeit aller Impedanzen erreicht werden muß [5], [23].

Stichleitungen im Querzweig sind in Mikrostriptechnik realisierbar, so daß jedes Leitungselement in Bild 16a einzeln realisiert werden kann. Stichleitungen im Längszweig können in Mikrostriptechnik nur durch verkoppelte Leitungspaare realisiert werden. Kurzgeschlossene Stichleitungen im Längszweig, wie sie in der Schaltung nach Bild 16b verlangt werden, können durch ein verkoppeltes Leitungspaar nach Bild 18 realisiert werden, im folgenden als "Gabelelement" bezeichnet. Wie bei allen anderen Leitungspaaren in dieser Arbeit wird auch das Gabelelement symmetrisch angenommen. Da das Gabelelement eine Leitung mit einer an diese herangeklappte leerlaufende Stichleitung darstellt, wird in [22] eine entsprechende Darstellung als Ersatzschaltung gewählt (Bild 18a). Für ungeschichtetes

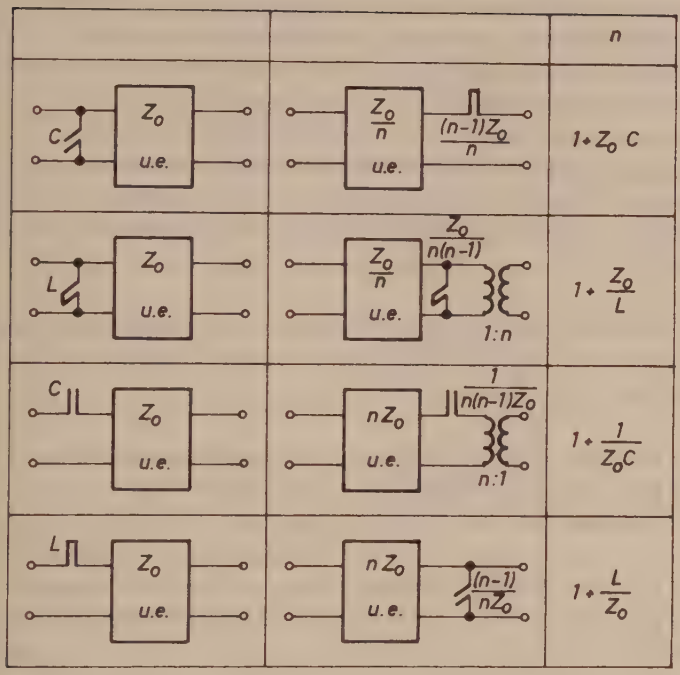
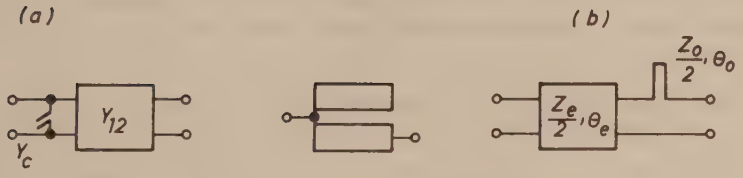


Bild 17: Kuroda Identitäten



$$Y_{12} = vC_e \frac{C_e + 2C_{12}}{C_e + C_{12}}$$

$$Y_c = v \frac{C_e^2}{C_e + C_{12}}$$

Bild 18: Gabelelement mit Ersatzschaltung für (a) ungeschichtetes und (b) geschichtetes Dielektrikum

Dielektrikum kann diese Ersatzschaltung mit Hilfe der Kuroda Identitäten in eine äquivalente Ersatzschaltung aus Leitungselement und kurzgeschlossener Stichleitung im Längszweig umgeformt werden. Diese Ersatzschaltung ist eine brauchbare Darstellung des Gabelelementes in Mikrostriptechnik. Man kann leicht mit Hilfe der Kettenparameter des verkoppelten Leitungspaares [8] und unter Berücksichtigung der Randbedingungen für das Gabelelement die in Bild 18b angegebene einfache Zuordnung der Gleich- und Gegentaktparameter zu den Ersatzschaltungsgrößen nachweisen.

Unter Verwendung des Gabelelementes wird im folgenden die Ausgangsschaltung einer Bandsperre entworfen, wobei als Substrat Aluminiumoxyd mit $\varepsilon_r = 9{,}7$ zu berücksichtigen ist.

Der Tiefpaßprototyp ist vom Grad n = 3, die Ein- und Ausgangsimpedanzen sind gleich. Die zu realisierende Schaltung soll symmetrisch sein, da in diesem Fall die Optimierung nur für die halbe Schaltung durchzuführen ist. Im Bild 19 sind die einzelnen Schritte des Schaltungsentwurfs wiedergegeben. Der Tiefpaßprototyp wird nach Gl. (19) transformiert, es werden Leitungsstücke zwischen den "transformierten Prototyp" und die Lastwiderstände eingefügt, so daß mit Hilfe der Kuroda Identitäten die leerlaufenden Leitungen im Querzweig in kurzgeschlossene Leitungen im Längszweig transformiert werden können. Eine Realisierung dieser Schaltung (Bild 19c) allein mit Gabelelementen wäre denkbar. Die Untersuchung der Impedanzen in Abhängigkeit von der Bandbreite zeigt jedoch, daß sich diese Filterstruktur auf Aluminiumoxyd-Substrat nicht realisieren läßt. Einige Impedanzen liegen außerhalb des technisch möglichen Bereichs. Durch Teilabspaltung an L_2' und Transformation in eine leerlaufende Stichleitung im Querzweig (Bild 19d) werden jedoch alle Impedanzen der Leitungsschaltung nach Bild 19e realisierbar. Für die normierten Impedanzen gilt:

$$
\begin{aligned}
z_{e1} &= 2 \\
z_{o1} &= \frac{2\,ag_1}{1 + ag_1} \\
z_{c1} &= \frac{n}{n-1} \cdot \frac{1}{1 + ag_1} \\
z_{e2} &= \frac{2n}{1 + ag_1} \\
z_{o2} &= ag_2 - \frac{2\,(n-1)}{1 + ag_1}
\end{aligned}
\qquad (20)
$$

Die Größen g_1, g_2 sind die Elemente des Tiefpaßprototyps; n ist ein Parameter mit dem die Impedanzen z_{c1}, z_{e2}, z_{o2} günstig gewählt werden; a bestimmt sich aus der Bandbreite des Filters gemäß Gl. (19).

Die Variationsmöglichkeit der relativen Bandbreite dieser Schaltung liegt im Bereich $0.35 < \frac{\omega_1}{\omega_o} < 0.6$ (Bild 20)* und ist vom verwendeten Prototyp abhängig (Bild 21)*. Die Begrenzung der Bandbreite nach oben erfolgt im wesentlichen durch die leerlaufende Stichleitung, nach unten ebenfalls durch die leerlaufende Stichleitung bzw. durch das erste Gabelelement.

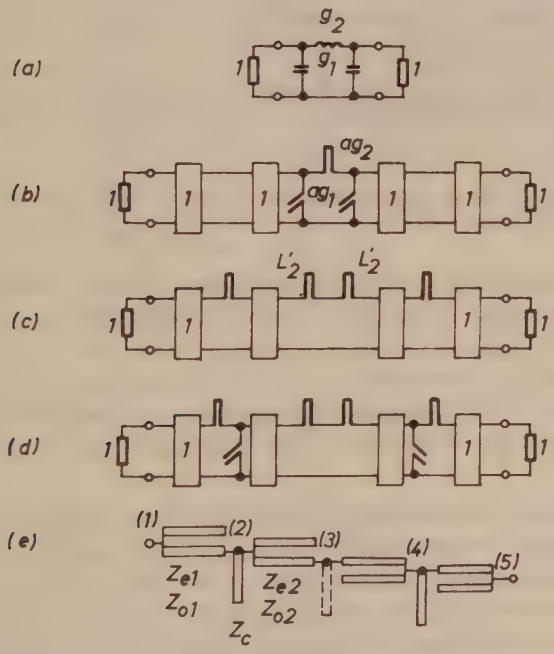


Bild 19: Entwurf einer Bandsperre, (a) Tiefpaßprototyp, (b) "transformierter Prototyp" mit eingefügten Leitungsstücken, (c) und (d) mit den Kuroda Identitäten umgeformte äquivalente Schaltung, (e) Schaltungsstruktur für (d)

*) Für die Impedanzen nach Gl. (20) wurden bei einem Systemwellenwiderstand von Z = 50 Ω die dazugehörigen geometrischen Abmessungen ermittelt.

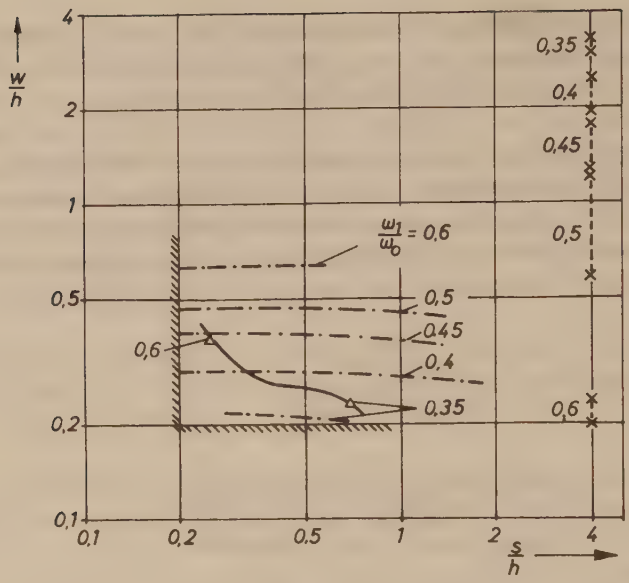


Bild 20: Normierte geometrische Abmessungen für die Elemente des Bandsperrfilters als Funktion der Bandbreite, $\epsilon_r = 9{,}7$
Tschebyscheffverhalten mit $a_{max} = 0{,}01$ dB
—— 1. Gabelelement, -·- 2. Gabelelement,
x---x leerlaufende Stichleitung,
untere Grenze der Realisierung

Durch eine zusätzliche leerlaufende Stichleitung in der Mitte des Filters (in Bild 19e am Knoten (3) gestrichelt gezeichnet) kann der Filtergrad erhöht werden. Diese erweiterte Schaltung läßt sich aus dem Tiefpaßprototyp mit dem Grad n = 5 ableiten. Die Untersuchungen zeigen jedoch, daß die Impedanzen dieser Schaltung auf einem Substrat mit $\epsilon_r = 9{,}7$ weder für Tschebyscheff- noch für Butterworth-Charakteristik realisierbar sind. Erst durch Einführen weiterer Leitungsstücke und entsprechende Umformung der Schaltung läßt sich auch für n = 5 eine Realisierung finden.

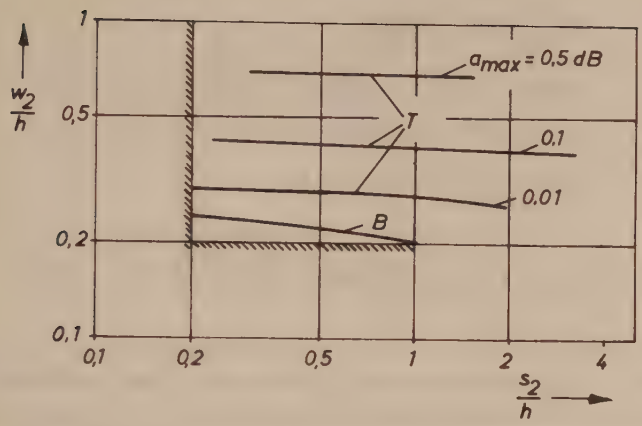


Bild 21: Normierte geometrische Abmessungen für das zweite Gabelelement des Bandsperrfilters als Funktion des Tiefpaßprototyps
T = Tschebyscheff, B = Butterworth
$\omega_1/\omega_o = 0{,}4$, $\varepsilon_r = 9{,}7$
untere Grenze der Realisierung

3.2 Transformation des Ausgangsfilters in ein Filter aus Mikrostripleitungen

Für ein geschichtetes Dielektrikum müssen die Impedanzen nach Gl. (20) verändert werden, um die unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten der Gleich- und Gegentaktwellen zu berücksichtigen. Dazu kann die Taylorreihenmethode [24] verwendet werden, wenn man die interessierende Filtereigenschaft in einem Frequenzbereich optimal gestalten will [25]. Bei Kettenschaltungen besteht eine andere Möglichkeit darin, ihr Übertragungsverhalten in Form einer Differenzengleichung zu schreiben und diese miteinander zu vergleichen [26], [27]. Die Differenzengleichungen ergeben sich dabei aus den Kirchhoffschen Knotenregeln. Für eine allgemeine Kettenschaltung (Bild 22) mit den Leitwerten $G_{n-1,n}$, $G_{n,n+1}$ zwischen den Knoten n-1,n bzw. n,n+1 und dem Querleitwert G_n im Knoten n erhält man die Differenzengleichung

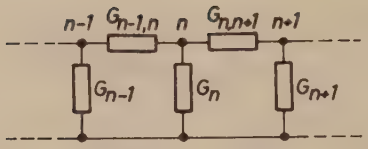


Bild 22: Allgemeine Kettenschaltung

$$G_{n-1,n}\, U_{n-1} - (G_{n-1,n} + G_{n,n+1} + G_n)\, U_n + G_{n,n+1}\, U_{n+1} = 0. \quad (21)$$

Ersetzt man die Leitwerte in Gl. (21) durch die entsprechenden der Schaltung nach Bild 19e, so ergeben sich mit der Lastimpedanz Z und unter Berücksichtigung der verschiedenen Phasengeschwindigkeiten für die einzelnen Knoten folgende Gleichungen:

Knoten (1)

$$\frac{U_o - U_1}{Z} + \left[\frac{2j}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}} - \frac{j\,\frac{2Z_{o1}\tan\theta_{o1}}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}}}{Z_{o1}\sin\theta_{e1}\left(1 + \frac{Z_{o1}\tan\theta_{o1}}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}}\right)}\right] U_1$$

$$- \frac{j\,2\,U_2}{Z_{e1}\sin\theta_{e1}\left(1 + \frac{Z_{o1}\tan\theta_{o1}}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}}\right)} = 0 \qquad (22a)$$

Knoten (2)

$$\frac{-\,U_1}{\left(1 + \frac{Z_{o1}\tan\theta_{o1}}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}}\right) Z_{e1}\sin\theta_{e1}}$$

$$+\, U_2 \left[\frac{1}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}\left(1 + \frac{Z_{o1}\tan\theta_{o1}}{Z_{e1}\tan\theta_{e1}}\right)} + \frac{\tan\theta_c}{2Z_c} + \frac{1}{Z_{e2}\tan\theta_{e2}}\right.$$

$$- \frac{\frac{Z_{o2}}{Z_{e2}} \frac{\tan\theta_{o2}}{\tan\theta_{e2}}}{\left(1 + \frac{Z_{o2}}{Z_{e2}} \frac{\tan\theta_{o2}}{\tan\theta_{e2}}\right) Z_{e2} \sin\theta_{e2} \cos\theta_{e2}} \Bigg]$$

$$- \frac{U_3}{\left(1 + \frac{Z_{o2}}{Z_{e2}} \frac{\tan\theta_{o2}}{\tan\theta_{e2}}\right) Z_{e2} \sin\theta_{e2}} = 0 \qquad (22b)$$

Knoten (3)

$$- (U_2 + U_4) + 2 \cos\theta_{e2} U_3 = 0 \,. \qquad (22c)$$

Die Knoten (4) und (5) in Bild 19e führen wegen der Symmetrie der Schaltung zu identischen Aussagen und können unberücksichtigt bleiben.

Gl. (22) ist mit derjenigen für ungeschichtetes Dielektrikum zu vergleichen. Diese kann aus Gl. (22) gewonnen werden, wenn man andere Impedanzen (Index ^{H}) und eine einheitliche elektrische Länge für alle Leitungen vorsieht. Die zu Gl. (22) entsprechenden Gleichungen für ungeschichtetes Dielektrikum sind:

Knoten (1)

$$\frac{U_o - U_1}{Z} + \left[\frac{2j}{Z^H_{e1} \tan\theta} - \frac{j\,2\,\frac{Z^H_{o1}}{Z^H_{e1}}}{Z^H_{o1} \sin\theta \left(1 + \frac{Z^H_{o1}}{Z^H_{e1}}\right)} \right] U_1$$

$$- \frac{j\,2\,U_2}{\left(1 + \frac{Z^H_{o1}}{Z^H_{e1}}\right) Z^H_{e1} \sin\theta} = 0 \qquad (23a)$$

Knoten (2)

$$- \frac{U_1}{\left(1 + \frac{Z^H_{o1}}{Z^H_{e1}}\right) Z^H_{e1} \sin\theta}$$

$$+ U_2 \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{Z^H_{o1}}{Z^H_{e1}}\right) Z^H_{e1} \tan\theta} + \frac{\tan\theta}{2Z^H_c} + \frac{1}{Z^H_{e2} \tan\theta} - \frac{\frac{Z^H_{o2}}{Z^H_{e2}}}{\left(1 + \frac{Z^H_{o2}}{Z^H_{e2}}\right) Z^H_{e2} \sin\theta \cos\theta} \right]$$

$$- \frac{U_3}{\left(1 + \frac{Z^H_{o2}}{Z^H_{e2}}\right) Z^H_{e2} \sin\theta} = 0 \qquad (23b)$$

Knoten (3)

$$- (U_2 + U_4) + 2 \cos\theta \, U_3 = 0 \, . \qquad (23c)$$

Eine einheitliche Transformation zwischen beiden Gleichungssystemen Gl. (22/23) besteht bis auf den allgemeinen Zusammenhang

$$\theta_{e2} = \theta \qquad (24)$$

nicht. Die Forderung des gleichen Übertragungsverhaltens für beide Filter kann deshalb nur annähernd erfüllt werden, indem Übereinstimmung in der Übertragung für einige charakteristische Frequenzen erreicht wird.

Die Bandmitte als charakteristische Frequenz scheidet wegen der Unstetigkeit des Ausdrucks $Z_o \tan\theta_o / Z_e \tan\theta_e$ aus Gl. (22) in der Nähe der Bandmitte aus. Eine Abschätzung, welche Terme in Gl. (22/23) für den Vergleich an den Bandgrenzen bedeutsam sind, ist schwierig. Man kann jedoch sagen, daß die Ausdrücke in den eckigen Klammern die Schaltungseigenschaften relativ stärker berücksichtigen und sich zur Bandgrenze hin relativ stärker ändern als die übrigen Ausdrücke. Damit ergibt sich die Forderung:

$$\left[\frac{1}{Z_{e1} \tan\theta_{e1}} - \frac{\frac{Z_{o1} \tan\theta_{o1}}{Z_{e1} \tan\theta_{e1}}}{\left(1 + \frac{Z_{o1} \tan\theta_{o1}}{Z_{e1} \tan\theta_{e1}}\right) Z_{o1} \sin\theta_{e1}} \right] = \qquad \theta_{o1} = \theta_{o1}^m \pm \Delta\theta_{o1}$$

$$\theta_{e1} = \theta_{e1}^m \pm \Delta\theta_{e1}$$

$$\left[\frac{1}{Z_{e1}^H \tan\theta} - \frac{\frac{Z_{o1}^H}{Z_{e1}^H}}{\left(1 + \frac{Z_{o1}^H}{Z_{e1}^H}\right) Z_{o1}^H \sin\theta} \right] \qquad \theta = \frac{\pi}{2} \pm \Delta\theta \qquad (25a)$$

$$\left[\frac{1}{Z_{e1} \tan\theta_{e1} \left(1 + \frac{Z_{o1} \tan\theta_{o1}}{Z_{e1} \tan\theta_{e1}}\right)} + \frac{\tan\theta_c}{2Z_c} + \frac{1}{Z_{e2} \tan\theta_{e2}} \right.$$

$$\left. - \frac{\frac{Z_{o2} \tan\theta_{o2}}{Z_{e2} \tan\theta_{e2}}}{\left(1 + \frac{Z_{o2} \tan\theta_{o2}}{Z_{e2} \tan\theta_{e2}}\right) Z_{e2} \sin\theta_{e2} \cos\theta_{e2}} \right] =$$

$$\theta_{oi} = \theta_{oi}^m \pm \Delta\theta_{oi} \qquad , \; i=1,2$$

$$\theta_{ei} = \theta_{ei}^m \pm \Delta\theta_{ei}$$

$$\theta_c = \theta_c^m \pm \Delta\theta_c$$

$$\left[\frac{1}{\left(1 + \frac{Z^H_{o1}}{Z^H_{e1}}\right) Z^H_{e1} \tan\theta} + \frac{\tan\theta}{2Z^H_c} + \frac{1}{Z^H_{e2} \tan\theta} \right.$$

$$\left. - \frac{\frac{Z^H_{o2}}{Z^H_{e2}}}{\left(1 + \frac{Z^H_{o2}}{Z^H_{e2}}\right) Z^H_{e2} \sin\theta \cos\theta} \right] \quad \theta = \frac{\pi}{2} \pm \Delta\theta \qquad (25b)$$

Der Index m kennzeichnet die entsprechende Größe für Bandmitte. Da die relative Bandbreite als einzige Größe invariant betrachtet wird, kann Gl. (25a) als eine Bestimmungsgleichung für Z_{e1} und Z_{o1} mit θ^m_{e1} als Parameter und Gl. (25b) als Bestimmungsgleichung für Z_{e2} und Z_{o2} mit den Parametern Z_c und θ^m_c betrachtet werden. Die Größen θ^m_{o1} und θ^m_{o2} sind dann keine freien Parameter mehr, denn von den vier Parametern Z_e, Z_o, θ_e, θ_o eines verkoppelten Leitungspaares sind nur drei unabhängig voneinander. Das entspricht den drei voneinander unabhängigen geometrischen Parametern Spaltbreite, Leiterbreite und Leiterlänge.

Für eine Auswertung von Gl. (25) muß deshalb der Zusammenhang zwischen den vier Parametern bekannt sein. Exakt ist er nur bei Kenntnis der geometrischen Abmessungen gegeben. Näherungsweise ist jedoch das Verhältnis v_e/v_o als Funktion von Z_o/Z_e nicht mehr spezifisch von der Geometrie abhängig, sondern wesentlich nur noch eine Funktion der Dielektrizitätskonstanten (Bild 23). Mit einer entsprechenden analytischen Näherungsfunktion $v_e/v_o = f(Z_o/Z_e)$ kann Gl. (25) ausgewertet werden.

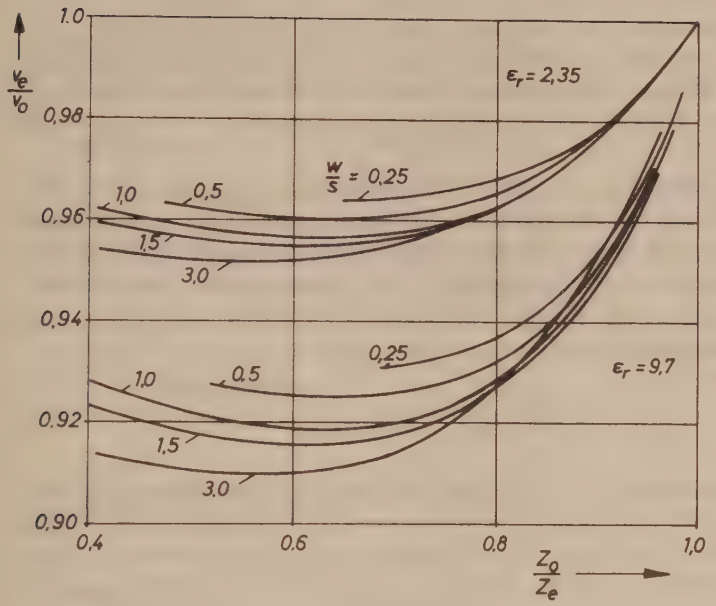


Bild 23: Zusammenhang zwischen den vier charakteristischen Parametern eines symmetrischen verkoppelten Leitungspaares

Ausgehend von einem Tschebyscheff Tiefpaßprototyp mit a_{max} = 0,01 dB wurden Bandsperrfilter verschiedener Bandbreite untersucht. Für das Ausgangsfilter ergeben sich nach Gl. (19 und 20) mit Z = 50 Ω folgende Impedanzen:

$\frac{w_1}{w_o}$	0,4	0,5	0,6
Z^H_{e1}/Ω	100,0	100,0	100,0
Z^H_{o1}/Ω	61,9	54,15	46,18
Z^H_c/Ω	31,0	49,2	82,6
Z^H_{e2}/Ω	98,0	85,85	79,82
Z^H_{o2}/Ω	66,0	51,1	40,2

Tabelle 2: Impedanzwerte für ein Filter nach Bild 19e bei ungeschichtetem Dielektrikum (Ausgangsfilter)

Mit diesen Impedanzen werden die entsprechenden für geschichtetes Dielektrikum aus Gl. (25) bestimmt. Dabei wird als Bandgrenze die 3 dB-Grenze verwendet. In Mikrostriptechnik ist eine Durchlaßdämpfung $a_{max} = 0{,}01$ dB kaum realisierbar, so daß die Bestimmung der Bandbreite und damit die Kontrolle der Berechnung ungenau würde.

Für die Impedanzen Z_{e1}, Z_{o1} des ersten Gabelelementes ergibt sich, daß man die Werte der Tabelle 2 beibehalten kann, wenn man nur die Bandmitte θ_{e1}^{m} größer als $\pi/2$ wählt. In Bild 24 sind diese optimalen Werte von θ_{e1}^{m} in Abhängigkeit von ω_1/ω_o dargestellt. Sie stimmen gut mit dem arithmetischen Mittelwert aus den entsprechenden Bandmittenwerten für die Gleichtakt- und Gegentaktwelle überein:

$$\theta_{e1}^{m} \approx \frac{\pi}{4}\left(1 + \frac{v_e}{v_o}\right) . \qquad (26)$$

Auch die Impedanzen Z_{e2}, Z_{o2} des zweiten Gabelelementes können bei entsprechender Wahl von Z_c und θ_c^m beibehalten werden. In Bild 25 sind diese optimalen Werte von Z_c und θ_c^m als Funktion von ω_1/ω_o dargestellt. Dabei kann jedoch der Fall eintreten, daß Z_c technisch nicht realisierbar ist (z.B. bei $\omega_1/\omega_o = 0{,}6$). Da Gl. (25) jedoch eine Vielzahl von Lösungen liefert (Bild 26), wird bei entsprechender Veränderung von Z_{e2} und Z_{o2} auch Z_c realisierbar.

Es könnte vermutet werden, daß eine Erweiterung der Forderung von Gl. (24) auf alle unabhängigen elektrischen Längen ,

$$\theta = \theta_{e2} = \theta_{e1} = \theta_c , \qquad (27)$$

das Problem der Optimierung erleichtert. Zwar vereinfacht sich das Gleichungssystem Gl. (22) unter Berücksichtigung von Gl. (27), eine einheitliche Transformation zwischen Gl. (22) und Gl. (23) wird dennoch nicht möglich. Die Forderung eines gleichen Übertragungsverhaltens für beide Filter beschränkt sich auch jetzt auf gleiches Übertragungsverhalten in einigen charakteristischen Frequenzpunkten. Eine entsprechende Auswertung von Gl. (25) liefert allerdings keine Lösungen.

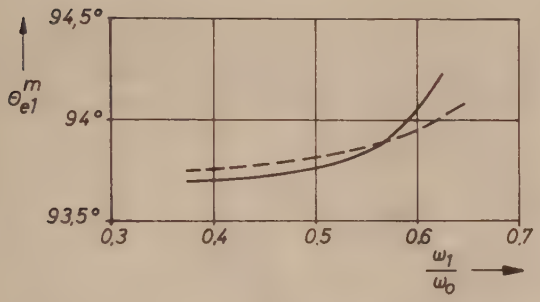


Bild 24: Optimale elektrische Länge des ersten Gabelelementes
—— Gl. (25a) --- Gl. (26)

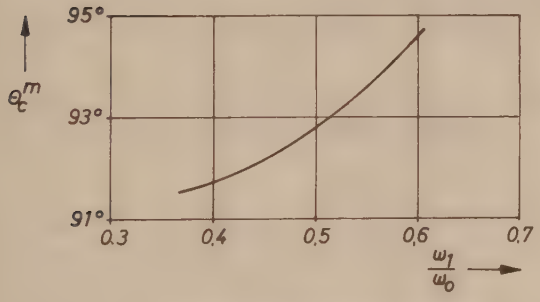


Bild 25a: Optimale elektrische Länge der leerlaufenden Stichleitung

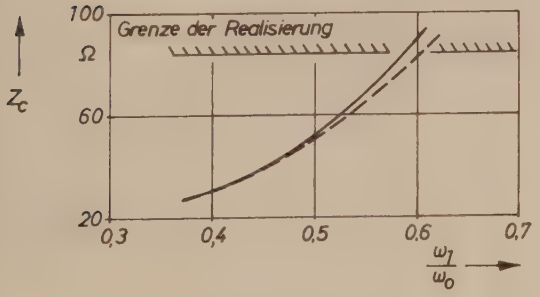


Bild 25b: Optimale Impedanz der leerlaufenden Stichleitung
--- vor der Transformation

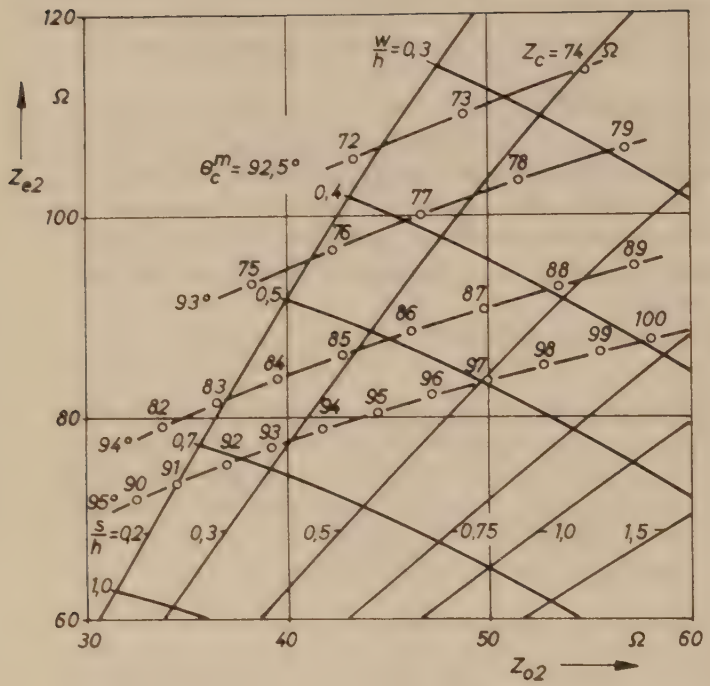


Bild 26: Transformierte Impedanz Z_c und transformierte elektrische Länge θ_c^m der leerlaufenden Stichleitung als Funktion der Wellenwiderstände des zweiten Gabelelementes für w_1/w_o = 0,6
Parameter-Kurven sind die geometrischen Abmessungen für ein symmetrisches, verkoppeltes Leitungspaar

3.3 Experimentelle Ergebnisse

Zwei Bandsperrfilter unterschiedlicher Bandbreite wurden gemäß den oben gemachten Angaben für eine Bandmittenfrequenz von f_o = 3 GHz realisiert. Die Daten dieser Filter sind in Tabelle 3 zusammengefaßt:

$\frac{\nu_1}{\nu_o}$	$\frac{Z_{e1}}{\Omega}$	$\frac{Z_{o1}}{\Omega}$	$\frac{Z_c}{\Omega}$	$\frac{Z_{e2}}{\Omega}$	$\frac{Z_{o2}}{\Omega}$	ϑ_{e1}^m	ϑ_c^m	ϑ_{e2}^m
0,4	100,0	61,90	31,22	98,0	66,0	93,70°	91,72°	90°
0,6	100,0	46,18	78,0	103,5	51,54	94,05°	93,0°	90°

Tabelle 3: Daten der realisierten Bandsperrfilter nach Bild 19e bei geschichtetem Dielektrikum

Eine Fotografie dieser Filter zeigt Bild F2. Abhängig von der Leiterbreite der leerlaufenden Stichleitung ist der Knoten "zwei" des Filters flächig ausgedehnt. Dadurch wird eine genaue Festlegung der Resonanzlänge der Filterelemente nicht möglich, so daß eine Abweichung der Bandmittenfrequenz vom gewünschten Wert auftritt. Sonst zeigt Bild 27 eine gute Übereinstimmung der gemessenen Dämpfungskurven mit den theoretisch ermittelten, vor allem für die kleinere Sperrbandbreite. Die Abweichung gegenüber der aus dem Prototyp errechneten Dämpfung erklärt sich aus den bei der Optimierung getroffenen Vereinfachungen. Zwischen Sperr- und Durchlaßdämpfung besteht ein Unterschied von mehr als 40 dB. Der periodisch folgende zweite Sperrbereich weist einen starken Dämpfungseinbruch auf, ganz entsprechend dem Verhalten beim Bandpaßfilter. Die Berechnung des Dämpfungsverlaufs bestätigt diesen Einbruch, so daß auch hier die unterschiedlichen Geschwindigkeiten der Gleich- und Gegentaktwellen dieses verursachen.

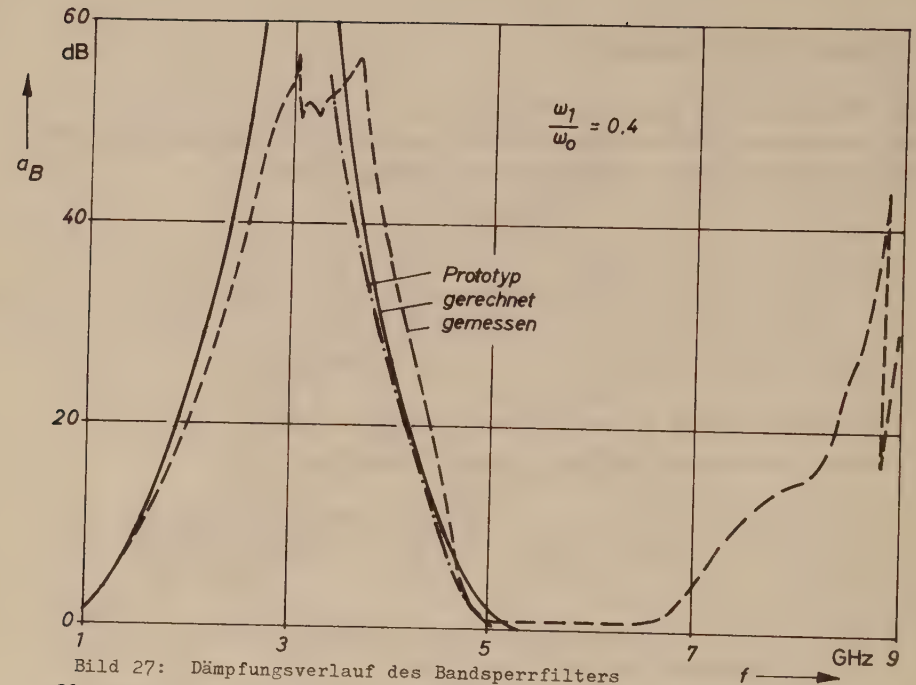
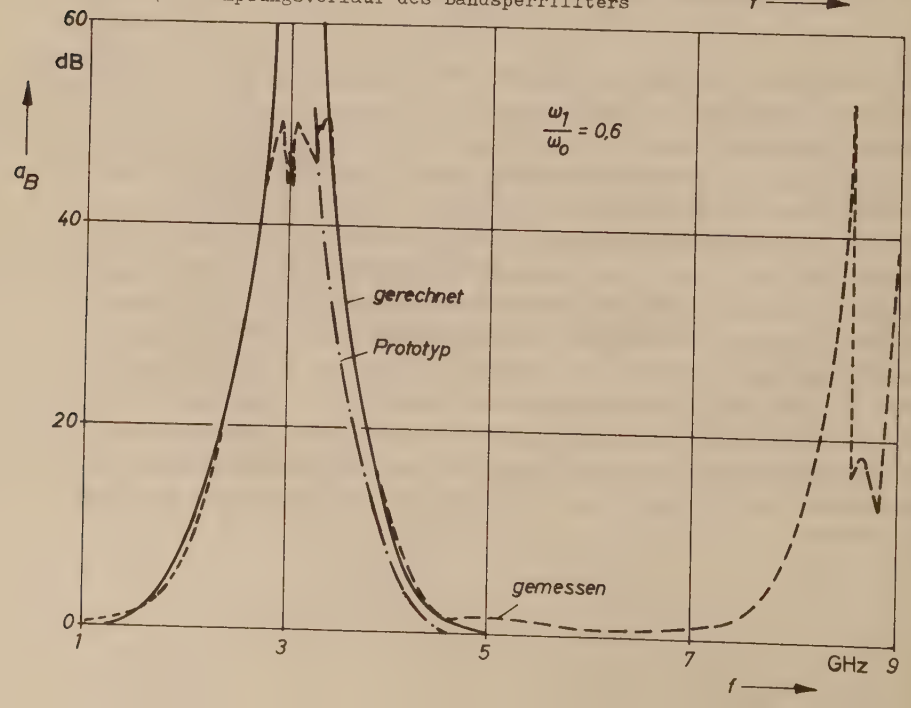


Bild 27: Dämpfungsverlauf des Bandsperrfilters



4. Interdigitalfilter

Kompakter in der Bauweise als die in Kap. 2 und 3 beschriebenen Filter sind solche, die aus einer größeren Anzahl ($M > 3$) miteinander verkoppelter Leitungen (Mehrfachleitungen) aufgebaut sind, wie z.B. Interdigitalfilter [17], [27], Kammfilter [26], [28] und Hairpinfilter [29]. Bei sonst gleichen elektrischen und mechanischen Eigenschaften wird solchen Filtern aus Mehrfachleitungen der Vorzug gegeben.

Aus der Theorie der Mehrfachleitung ist für TEM-Wellen bekannt, daß M verkoppelte Leitungen mit einem gemeinsamen Rückleiter M Eigenwellen besitzen. Bei ungeschichtetem Dielektrikum sind alle Eigenwellen miteinander entartet, so daß es nur eine elektrische Länge gibt. Bei geschichtetem Dielektrikum sind jedoch die Ausbreitungskonstanten aller Quasi-TEM-Eigenwellen verschieden. Wegen der gleichen mechanischen Länge aller Leitungen ergeben sich entsprechend viele elektrische Längen. Diese bei der Synthese einer Leitungsschaltung zu berücksichtigen ist in rechnerorientierten Verfahren oder in geeigneten Ersatzschaltungen möglich.

Im folgenden wird die zweite Möglichkeit dargelegt. Man kann nämlich annehmen, daß die für Striplinetechnik bekannten Ersatzschaltungen von Leitungsschaltungen nach problemgerechter Modifikation auch in Mikrostriptechnik verwendbar sind, wenn nicht als exakte Ersatzschaltung dann sicherlich als näherungsweise gültige. Mit Hilfe dieser modifizierten Ersatzschaltungen ist dann eine Synthese von Mikrostripschaltungen aus Mehrfachleitungen in der für Striplinetechnik bekannten Art möglich.

Exemplarisch für andere Strukturen aus Mehrfachleitungen soll das Interdigitalfilter untersucht werden. Ausgehend von der verlustfreien Mehrfachleitung wird die y-Matrix des Interdigitalfilters aufgestellt. Mit Hilfe der y-Matrix wird abgeleitet, wie die bekannte Ersatzschaltung des Interdigitalfilters in Mikrostriptechnik zu modifizieren ist. Der wirkliche, über die Mehrfachleitungsgleichungen berechnete Dämpfungsverlauf wird mit dem der Ersatzschaltung und eines realisierten Filters verglichen.

4.1 Verlustfreie Mehrfachleitung

Eine unbeschaltete Mehrfachleitung aus M Leitungen mit einem gemeinsamen Rückleiter stellt ein reziprokes, symmetrisches 2M-Tor dar, das unter den in dieser Arbeit gemachten Voraussetzungen durch kapazitive und induktive Verkopplung zwischen den Leitern - Kapazitätsmatrix $[K^\varepsilon]$ und Induktivitätsmatrix $[L]$ - beschrieben werden kann. Für die verlustfreie Mehrfachleitung gilt allgemein mit den in Bild 28 angegebenen Bezeichnungen [30]:

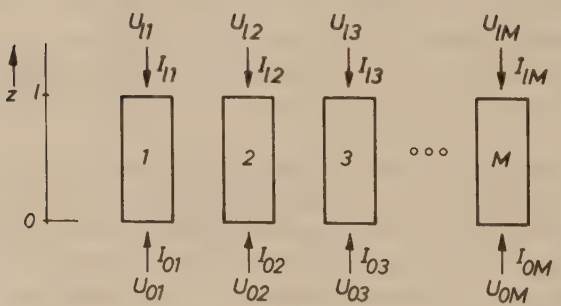
$$\begin{bmatrix} [I_o] \\ [I_1] \end{bmatrix} = \frac{1}{v_o} [K^\varepsilon] [r] \begin{bmatrix} [D^c] & [D^s] \\ [D^s] & [D^c] \end{bmatrix} [r]^{-1} \begin{bmatrix} [U_o] \\ [U_1] \end{bmatrix} , \tag{28}$$

$$[D^c] = \left[-j \frac{\cot\vartheta_i}{\beta_i} \delta_{ik} \right] ,$$

$$[D^s] = \left[\frac{j}{\beta_i \sin\vartheta_i} \delta_{ik} \right] .$$

$$\delta_{ik} \begin{cases} = 1 \text{ für } i = k \\ = 0 \text{ für } i \neq k \end{cases}$$

(a)



(b)

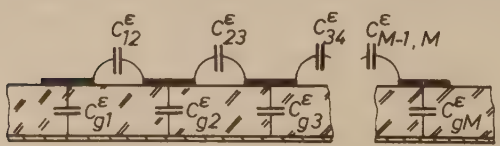


Bild 28: Mikrostrip Mehrfachleitung schematisch
(a) Draufsicht, (b) Querschnitt

Zweckmäßigerweise sind die Elemente der Kapazitätsmatrix auf ε_o und die Eigenwerte β_i, die die Phasenkonstanten der Eigenwellen darstellen, auf $\beta_o = \omega\sqrt{\mu_o \varepsilon_o}$ normiert. Dadurch ergibt sich der Wellenwiderstand des Vakuums η_o als Faktor in Gl. (28). Allein durch die Diagonalmatrizen $[D^c]$ und $[D^s]$ ist über die elektrischen Längen $\vartheta_i = \beta_i \beta_o l = \beta_i \omega\sqrt{\mu_o \varepsilon_o}\, l$ die Frequenzabhängigkeit gegeben. Die Eigenvektormatrix $[r]$ enthält spaltenweise die zu den Eigenwerten ϑ_i gehörenden Eigenvektoren $[r_i]$. Die Eigenwerte β_i und Eigenvektoren $[r_i]$ sind Lösungen der charakteristischen Gleichung der verlustfreien Mehrfachleitung

$$[L]\,[K^\varepsilon]\,[r] - [r]\,[\beta^2] = 0. \tag{29}$$

Die Elemente der Induktivitätsmatrix sollen auf μ_o normiert sein. Für den Fall des ungeschichteten Dielektrikums, z.B. $\varepsilon_r = 1$, sind alle Quasi-TEM-Eigenwellen miteinander entartet, so daß aus Gl. (29) folgt

$$[L] = [K^1]^{-1}\,. \tag{30}$$

Der Index 1 kennzeichnet die Kapazitätsmatrix für $\varepsilon_r = 1$. Da von Quasi-TEM-Wellen auf verlustfreien Leitungen ausgegangen wird, gilt die Induktivitätsmatrix nach Gl. (30) auch für den Fall des geschichteten Dielektrikums. Damit kann die verlustfreie Mikrostrip-Mehrfachleitung durch ihre Kapazitätsmatrizen $[K^\varepsilon]$ und $[K^1]$ beschrieben werden, die bei gegebenem ε_r nur von der Geometrie der Leiteranordnung bestimmt sind. Bei den verwendeten ebenen Leitungsanordnungen ist im allgemeinen eine Verkopplung zur übernächsten Leitung nur schwach, so daß mit den Koppelkapazitäten $C^\varepsilon_{i,i+1}$ und den Massekapazitäten C^ε_{gi} die Kapazitätsmatrix $[K^\varepsilon]$ in folgende Bandmatrix übergeht:

$$[K^\varepsilon] = \begin{bmatrix} C^\varepsilon_{g1} + C^\varepsilon_{12} & -C^\varepsilon_{12} & & \\ -C^\varepsilon_{12} & C^\varepsilon_{g2} + C^\varepsilon_{12} + C^\varepsilon_{23} & -C^\varepsilon_{23} & \\ & -C^\varepsilon_{23} & \ddots & \ddots \\ & & \ddots & \end{bmatrix}. \tag{31}$$

Ganz entsprechend ist die Kapazitätsmatrix $[K^1]$ aus den Koppel- und Massekapazitäten $C^1_{i,i+1}$ und C^1_{gi} aufgebaut.

Für vorgegebene geometrische Abmessungen können die Kapazitätswerte näherungsweise z.B. nach [16] berechnet werden.

4.2 Beschreibung des Interdigitalfilters

4.2.1 Die y-Matrix des Interdigitalfilters

Ausgehend von der Bezeichnung bei der Mehrfachleitung in Bild 28 ist das Interdigitalfilter in Bild 29 aufgrund seiner Kurzschlüsse durch die Randbedingungen

$$U_{oi} = 0\,, \quad i = 2, 4, 6, \ldots, 2\,[0{,}5\,M]$$
$$U_{li} = 0, \quad i = 1, 3, 5, \ldots, 2\,[0{,}5(M-1)] + 1 \tag{32a}$$

und aufgrund seiner Leerläufe durch die Randbedingungen

$$I_{oi} = 0\,, \quad i = 3, 5, 7, \ldots, 2\,[0{,}5\,M] - 1$$
$$I_{li} = 0\,, \quad i = 2, 4, 6, \ldots, 2\,[0{,}5(M-1)] \tag{32b}$$

gekennzeichnet. Dabei bedeuten $[0{,}5\,M]$ bzw. $[0{,}5(M-1)]$ die größte ganze Zahl, welche $\leq 0{,}5\,M$ bzw. $\leq 0{,}5(M-1)$ ist. Das Übertragungsverhalten des

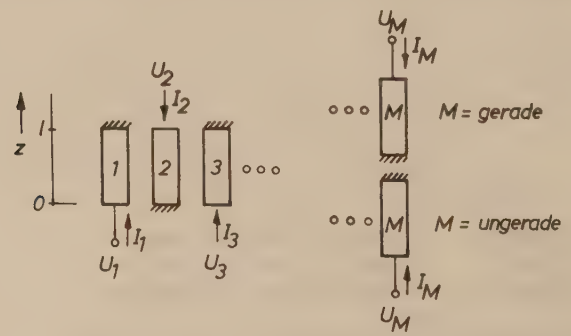


Bild 29: Mikrostrip Interdigitalfilter, schematische Draufsicht

Interdigitalfilters wird damit vollständig durch ein Gleichungssystem mit dem Spannungsvektor

$$[U] = [U_1, U_2, U_3, \dots, U_M]^T \tag{33a}$$

und dem dazugehörigen Stromvektor

$$[I] = [I_1, 0, 0, \dots, 0, I_M]^T \tag{33b}$$

beschrieben, wobei U_i die Spannung an dem leerlaufenden Ende der i-ten Leitung ist und für den Stromvektor Gl. (32b) berücksichtigt wurde. Wegen der Umsortierung der Spannungen und Ströme gegenüber Gl. (28) werden die Elemente der y-Matrix des Interdigitalfilters alternierend durch die Diagonalmatrizen $[D^c]$ und $[D^s]$ beschrieben:

$$[I] = [y]\,[U]\ , \tag{34}$$

$$[y] = \begin{Bmatrix}[y^c] \\ [y^s]\end{Bmatrix} = \frac{1}{\eta_o}\,[K^e]\,[r]\begin{Bmatrix}[D^c] \\ [D^s]\end{Bmatrix}[r]^{-1}\ , \tag{35a}$$

$$y_{ij} = \begin{cases} y_{ij}^c & ,\ i+j = \text{gerade} \\ y_{ij}^s & ,\ i+j = \text{ungerade}\ . \end{cases} \tag{35b}$$

Diese Darstellung der y-Matrix als Matrizenprodukt ist für eine weitere numerische Behandlung ausreichend. Für die folgende analytische Betrachtung wird die explizite Darstellung des einzelnen Elementes der y-Matrix benötigt. Mit der Bandmatrix $[K^e]$ folgt aus Gl. (35a)

$$y_{ij} = \frac{1}{\eta_o}\Big(-c^e_{i,i-1}\,[r_{i-1}]^T[D^{c,s}][r_j]^{-1} + c^e_{i,i}[r_i]^T[D^{c,s}][r_j]^{-1} - c^e_{i,i+1}[r_{i+1}]^T[D^{c,s}][r_j]^{-1}\Big)\ . \tag{36}$$

Dabei ist $[r_i]^T$ die i-te Zeile der Eigenvektormatrix $[r]$, $[r_j]^{-1}$ die j-te Spalte der invertierten Eigenvektormatrix $[r]^{-1}$. Die Matrix $[D^{c,s}]$ steht entweder für $[D^c]$ oder $[D^s]$, sie wird durch die Indizes

des Matrixelementes festgelegt. Für i = 1 muß der erste Summand, für i = M der letzte Summand Null gesetzt werden.

Mit den y-Matrixelementen nach Gl. (36) könnte ein allgemeiner Zusammenhang zur Ersatzschaltung des Interdigitalfilters hergestellt werden, wenn die Eigenwerte und -vektoren analytisch bekannt wären. Für einen allgemeinen Fall der Kapazitätsmatrix nach Gl. (31) sind analytische Ausdrücke für die Eigenwerte und -vektoren jedoch nicht bekannt, dagegen aber für den Fall einer endlichen, periodischen Kapazitätsmatrix. Die in diesem Sonderfall gefundenen Ergebnisse für die Ersatzschaltung des Interdigitalfilters können dann verallgemeinert werden.

4.2.2 Die y-Matrix des Interdigitalfilters mit periodischer Kapazitätsmatrix*

Die periodische Kapazitätsmatrix soll folgendermaßen aufgebaut sein:

$$[K^{\epsilon}] = \begin{bmatrix} C_2^{\epsilon} & -C_{12}^{\epsilon} & & & \\ -C_{12}^{\epsilon} & C_2^{\epsilon} & -C_{12}^{\epsilon} & & \\ & -C_{12}^{\epsilon} & C_2^{\epsilon} & -C_{12}^{\epsilon} & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \end{bmatrix} . \qquad (37)$$

Entsprechend zu Gl. (37) ist die K^1-Matrix aufgebaut. Ihre Elemente unterscheiden sich um konstante Faktoren - ϵ_{12}, ϵ_2 - von denen der K^{ϵ}-Matrix und sollen folgendermaßen definiert sein:

$$\begin{aligned} C_{12}^{\epsilon} &= \epsilon_{12}\, C_{12}^{1} \quad , \\ C_2^{\epsilon} &= \epsilon_2\, C_2^{1} \quad . \end{aligned} \qquad (38)$$

*) Für das Interdigitalfilter wird wie bisher eine endliche Leiteranzahl angenommen. Wenn daher im folgenden von einer periodischen Matrix, Struktur usw. die Rede ist, dann ist damit stets eine endliche, periodische Matrix, Struktur usw. gemeint.

Bei einer diesen Matrizen entsprechenden Leitungsstruktur wären alle Koppelkapazitäten gleich und ebenso alle Massekapazitäten der Mittelleiter (i = 2, 3, 4, ... , M-1). Die Randleiter (i = 1, M) hätten eine um die Koppelkapazität größere Massekapazität. Näherungsweise ist dieser Fall der periodischen Kapazitätsmatrix bei einer periodischen Leitungsstruktur mit identischen Spalt- und identischen Leiterbreiten gegeben. Diese Leitungsstruktur erfüllt Gl. (37,38) um so besser, je kleiner die Koppelkapazität im Vergleich zur Massekapazität ist.

Für eine Struktur mit diesen periodischen Kapazitätsmatrizen können die Eigenwerte und -vektoren explizite angegeben werden.*) Dazu wird Gl. (29) mit Gl. (30) auf die Form

$$[K^e]\,[r] - [K^1]\,[r]\,[\beta^2] = 0 \qquad (39)$$

gebracht. Gl. (39) stellt ein System von linearen Gleichungen zur Bestimmung der Eigenvektorkomponenten r_{in} dar. Für das System n lautet Gl. (39) ausgeschrieben

$$\begin{bmatrix} C_2^1(\varepsilon_2-\beta_n^2)r_{1n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{2n} \\ - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{1n} + C_2^1(\varepsilon_2-\beta_n^2)r_{2n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{3n} \\ - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{2n} + C_2^1(\varepsilon_2-\beta_n^2)r_{3n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{4n} \\ \ddots \qquad \ddots \qquad \ddots \end{bmatrix} = 0 \qquad (40)$$

Die Zeilen 2 bis (M-1) dieses homogenen Gleichungssystems sind eine homogene Differenzengleichung für r_{in}

$$- C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{i-1,n} + C_2^1(\varepsilon_2-\beta_n^2)r_{in} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\beta_n^2)r_{i+1,n} = 0 \,. \qquad (41)$$

$$i = 2,3,\ldots,M-1$$

*)Schon bei der geringfügigen Variation des Problems, daß die Randleiter eine von den Mittelleitern verschiedene Kapazität haben, können die Eigenwerte nicht mehr in einfacher Form angegeben werden (siehe Anhang). Eine solche Matrix würde eine periodische Leitungsstruktur mit identischen Spalt- und identischen Leiterbreiten exakt beschreiben.

Ihre allgemeine Lösung muß an die Gleichungen für die beiden Randleiter (Zeile 1 und M) angepaßt werden. Mit dem Lösungssatz

$$r_{in} = e^{(i-1)\lambda_n} \tag{42}$$

für homogene Differenzengleichungen mit konstanten Koeffizienten [31] ergibt sich die charakteristische Gleichung

$$C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2) - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)(e^{\lambda_n} + e^{-\lambda_n}) = 0$$

oder (43)

$$\cosh \lambda_n = \frac{C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2)}{2C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)} .$$

Ihre zwei Lösungen unterscheiden sich nur im Vorzeichen, so daß für die Eigenvektorkomponenten allgemein gilt

$$r_{in} = A_1 e^{(i-1)\lambda_n} + A_2 e^{-(i-1)\lambda_n} . \tag{44}$$

Die Anpassung dieser Lösung an die Gleichungen für die beiden Randleiter ergibt ein homogenes Gleichungssystem für die Konstanten A_1 und A_2:

$$\begin{bmatrix} C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2) - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{\lambda_n} & C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2) - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{-\lambda_n} \\ C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2)e^{(M-1)\lambda_n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{(M-2)\lambda_n} & C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2)e^{-(M-1)\lambda_n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{-(M-2)\lambda_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = 0$$

(45)

Aus der Forderung, daß für nichttriviale Lösungen die Determinante verschwinden muß, erhält man

$$\lambda_n = j \frac{n\pi}{M+1} , \qquad n = 1, 2, 3, \ldots , M \qquad (46)$$

und damit für die Eigenwerte

$$\beta_n^2 = \frac{2C_{12}^1 \varepsilon_{12} \cos \frac{n\pi}{M+1} - C_2^1 \varepsilon_2}{2C_{12}^1 \cos \frac{n\pi}{M+1} - C_2^1} . \qquad (47)$$

Der Funktionsverlauf $\beta_n^2 = f(\cosh \lambda_n)$ nach Gl. (43) ist in Bild 30 prinzipiell dargestellt. Für endliche Leiterzahlen sind nach Gl. (46) nur diskrete Werte dieses Funktionsverlaufes gegeben, die alle im Bereich $-1 < \cosh \lambda_n < 1$ liegen und verschieden voneinander sind.

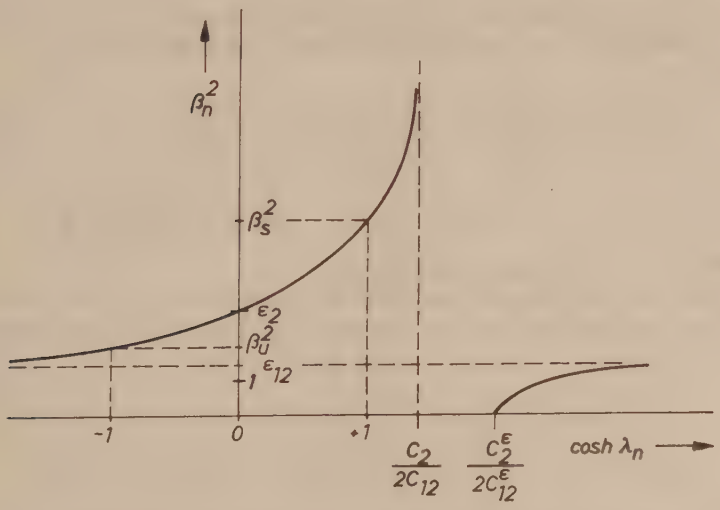


Bild 30: Prinzipieller Verlauf der Eigenwertfunktion $\beta_n^2 = f(\cosh \lambda_n)$ nach Gl. (43), $\beta_s = \beta_{even}$, $\beta_u = \beta_{odd}$

An den Grenzen des Bereichs $-1 \leq \cosh \lambda_n \leq 1$ ergeben sich die Eigenwerte der Gleich- und Gegentaktwelle. Damit wird deutlich, daß ϵ_{12} keinen Eigenwert darstellen kann, während ϵ_2 für alle ungeraden Leiterzahlen stets einen Eigenwert darstellt. Trotzdem, so wird weiter unten gezeigt, hat ϵ_{12} eine Bedeutung in der Ersatzschaltung des Interdigitalfilters, ϵ_2 dagegen nicht.

Für die Eigenvektorkomponenten folgt aus Gl. (44) bei Normierung gemäß $|r_n|^2 = 1$

$$r_{in} = \sqrt{\frac{2}{M+1}} \sin \frac{i\,n\,\pi}{M+1} \quad . \tag{48}$$

Die Eigenvektoren sind orthogonal, die Eigenvektormatrix ist nach Gl. (48) symmetrisch

$$[r]^{-1} = [r]^T = [r] \quad . \tag{49}$$

Mit diesen Aussagen (Gl. 47 - 49) über die Eigenwerte und -vektoren sind bei Zusammenfassung des ersten und dritten Summanden in Gl. (36) mit den Kapazitäten aus Gl. (37) die Elemente der y-Matrix durch

$$y_{ij} = \frac{1}{\eta_o} C_2^{\epsilon} [r_i]^T \begin{Bmatrix} [D^c] \\ [D^s] \end{Bmatrix} ([1] - [D])\,[r_j] \tag{50}$$

$$i=j \neq 1,\ M$$

bestimmt, mit [1] als Einheitsmatrix und

$$[D] = \begin{bmatrix} & 1 - \frac{\beta_i^2}{\epsilon_2} & \\ \delta_{ik} & & \\ & 1 - \frac{\beta_i^2}{\epsilon_{12}} & \end{bmatrix} \quad . \tag{51}$$

Die Zusammenfassung des ersten und dritten Summanden zur Herleitung von Gl. (50) ist nicht für die Randleiter möglich. Berücksichtigt man jedoch die Symmetrie der y-Matrix, dann brauchen in Gl. (50) nur die Eckelemente der Hauptdiagonalen der y-Matrix ausgeschlossen zu werden.

Gemäß Gl. (50) sind alle Elemente der y-Matrix besetzt. Bei numerisch ermittelten Matrizen zeigt sich jedoch, daß die y-Matrix vereinfacht angenommen werden kann:

(1) Die y-Matrix ist bei einer Bandstruktur der Kapazitätsmatrix näherungsweise auch eine Bandmatrix. Im Zusammenwirken von Eigenvektoren und Diagonalmatrizen ist im interessierenden Frequenzbereich der Abfall der y-Parameter jenseits der Bandstruktur in der Größenordnung zweier Zehnerpotenzen und mehr.

(2) Im Fall der periodischen Kapazitätsmatrix ist die y-Matrix näherungsweise auch periodisch. Im interessierenden Frequenzbereich ist die Abweichung entsprechender Elemente untereinander in der Größenordnung einiger Prozente oder kleiner. (Weiteres zur Frequenzabhängigkeit siehe Kap. 4.2.3.)

Unter Berücksichtigung dieser Aussagen sind mit Gl. (50) die Elemente der y-Matrix näherungsweise durch

$$y_{i,i} \equiv y^c \approx \frac{1}{\eta_o} C_2^{\epsilon} [r_k]^T [D^c] ([1] - [D]) [r_k] \quad , \; 1 \le k \le M$$

$$y_{\substack{i,i+1 \\ i,i-1}} \equiv y^s \approx \frac{1}{\eta_o} C_2^{\epsilon} [r_k]^T [D^s] ([1] - [D]) [r_{k+1}] \quad , \; \begin{matrix} 1 \le k \le M-1 \\ i+1 \le M \end{matrix} \qquad (52)$$

$$y_{ij} \equiv 0 \text{ für } |i - j| \ge 2 \quad , \qquad j,i = 1, 2, \ldots , M$$

bestimmt. Sie sind unabhängig vom gewählten Eigenvektor. Das Interdigitalfilter wird mit diesen y-Parametern durch das Gleichungssystem

$$I_1 = y^c U_1 + y^s U_2 \quad , \qquad (53a)$$

$$0 = y^s U_{i-1} + y^c U_i + y^s U_{i+1} \quad , \quad i = 2, 3, \ldots , M-1 \qquad (53b)$$

$$I_M = y^s U_{M-1} + y^c U_M \qquad (53c)$$

beschrieben. Dieses entspricht dem Gleichungssystem einer periodischen Kettenleitung, so daß hiermit ein Zusammenhang zur Kettenleiter-Ersatzschaltung des Mikrostrip Interdigitalfilters hergestellt werden kann.

4.2.3 Ersatzschaltung des Interdigitalfilters

(a) endliche, nichtperiodische Struktur

Für ungeschichtetes Dielektrikum ist als Ersatzschaltung des Interdigitalfilters eine Kettenschaltung aus Kurzschlußleitungen im Querzweig und Leitungsstücken im Längszweig bekannt [32] (Bild 31). Voraussetzung für diese Ersatzschaltung ist kapazitive Verkopplung nur zwischen benachbarten Leitungen. Die Admittanzen der Schaltungselemente in der Ersatzschaltung sind durch die Masse(Gleichtakt)-Kapazität bzw. Koppel-

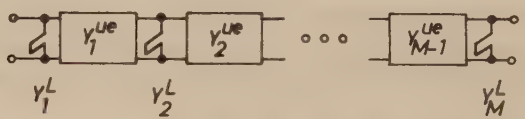


Bild 31: Ersatzschaltung des Interdigitalfilters aus Kurzschlußleitungen im Querzweig und Leitungselementen (unit element) im Längszweig

kapazität und die Ausbreitungsgeschwindigkeit $v = c_o/\sqrt{\varepsilon_r}$ der TEM-Welle gemäß

$$Y_i^L = vC_{gi} = vC_{ei} \quad , \qquad i = 1, 2, \ldots, M \tag{54}$$

$$Y_i^{ue} = vC_{i,i+1} \quad , \qquad i = 1, 2, \ldots, M-1$$

bestimmt. Gl. (54) gilt für eine endliche, nichtperiodische Struktur des Interdigitalfilters.

Die Kettenleiter-Ersatzschaltung nach Bild 31 soll in ihrer Struktur auch für geschichtetes Dielektrikum verwendet werden. Die Admittanzen und elektrischen Längen müssen dazu dem geschichteten Dielektrikum angepaßt werden.* Die Admittanzen sollen zwar weiterhin durch die in Gl. (54) angegebenen Kapazitäten bestimmt sein, anstelle der einheitlichen Phasengeschwindigkeit der TEM-Welle sollen jedoch verschiedene, noch näher zu bestimmende Phasengeschwindigkeiten treten

$$Y_i^L = v_{gi}\, C_{gi}^{\epsilon} \quad , \qquad i = 1, 2, \ldots, M$$
$$Y_i^{ue} = v_{i,i+1}\, C_{i,i+1}^{\epsilon} \quad , \quad i = 1, 2, \ldots, M-1 \; . \tag{55}$$

Eine allgemeine Aussage über die Wahl der Phasengeschwindigkeiten in Gl. (55) ergibt sich aus einer Verallgemeinerung der Lösung für den Sonderfall der endlichen, periodischen Kettenleitung. Für diesen Sonderfall ist ja mit Gl. (53) eine einfache analytische Darstellung gefunden worden. Sie kann mit der Ersatzschaltung in Zusammenhang gebracht werden.

(b) endliche, periodische Struktur

Eine endliche, periodische Kettenleitung als Ersatzschaltung des endlichen, periodischen Interdigitalfilters mit der Koppelkapazität C_{12}^{ϵ} und der Massekapazität C_{g1}^{ϵ} ist entsprechend Gl. (55) näherungsweise alleine durch die beiden Admittanzen

$$Y^L = v_{g1}\, C_{g1}^{\epsilon} \quad ,$$
$$Y^{ue} = v_{12}\, C_{12}^{\epsilon} \tag{56}$$

charakterisiert. Dabei sind v_{g1} und v_{12} noch unbekannt. Stellt man in der Ersatzschaltung nach Bild 31 mit den Admittanzen nach Gl. (56)

*) Die Bestimmung der Ersatzschaltungsgrößen für das Interdigitalfilter in Mikrostriptechnik ist der Darlegung in Kap.2.2.3 entsprechend. Das dort, in Gl. (18), für die Kapazitäten gefundene Ergebnis wird hier übernommen.

für die einzelnen Knoten die Kirchhoffschen Knotenregeln auf, so kommt man auf ein zu den Gln. (53) analoges Gleichungssystem, deren Größen einander zugeordnet werden können. Für den i-ten Knoten erhält man z.B. die zu Gl. (53b) entsprechende homogene Differenzengleichung zweiter Ordnung mit konstanten Koeffizienten

$$0 = -\frac{j\, C^{\epsilon}_{12}\, v_{12}}{\sin\theta_{12}}\, U_{i-1} - j\left(C^{\epsilon}_{g1}\, v_{g1}\, \cot\theta_{g1} + 2C^{\epsilon}_{12}\, v_{12}\, \cot\theta_{12}\right) U_i$$

$$- j\,\frac{C^{\epsilon}_{12}\, v_{12}}{\sin\theta_{12}}\, U_{i+1}\,. \qquad (57)$$

Ein Koeffizientenvergleich mit Gl. (53b) ergibt transzendente Bestimmungsgleichungen für die Geschwindigkeiten v_{12} und v_{g1}:

$$-j\,\frac{C^{\epsilon}_{12}\, v_{12}}{\sin\theta_{12}} = C^{\epsilon}_{2}\,[r_i]^T\,[D^S]\,([1]-[D])\,[r_{i-1}]\quad,$$

$$-j\left(C^{\epsilon}_{g1}\, v_{g1}\, \cot\theta_{g1} + 2\, C^{\epsilon}_{12}\, v_{12}\, \cot\theta_{12}\right) = C^{\epsilon}_{2}\,[r_i]^T\,[D^C]\,([1]-[D])\,[r_i]. \qquad (58)$$

Für den Fall kleiner elektrischer Längen ($\cot\theta \approx 1/\theta$, $\sin\theta \approx \theta$) erhält man aus Gl. (58) nach Auswertung der Matrizenprodukte mit Hilfe von Gl. (47, 48, 51)

$$\frac{v_{12}}{c_o} = \sqrt{\frac{C^{1}_{12}}{C^{\epsilon}_{12}}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{12}}}\quad,$$

$$\frac{v_{g1}}{c_o} = \sqrt{\frac{C^{1}_{g1}}{C^{\epsilon}_{g1}}} = \frac{v_e}{c_o}\,. \qquad (59)$$

Diese Geschwindigkeiten sind frequenzunabhängig (statisch) und definieren Phasengeschwindigkeiten von TEM-Wellen, einer "Schlitzwelle" und der Gleichtaktwelle.* Ihnen sind zwar nach Kap. 4.2.2 keine Eigenwellen zugeordnet, dennoch beschreibt die Ersatzschaltung mit diesen Geschwindigkeiten das

* Die Ergebnisse stimmen mit denen für die Ersatzschaltung des SVK-Elementes (Kap. 2.2.2) überein.

Übertragungsverhalten mit guter Näherung.

Die Frequenzabhängigkeit der Geschwindigkeiten in Gl. (58) wurde für ein Filter mit willkürlich vorgegebenen Parametern untersucht. Bild 32 zeigt das Ergebnis. Zum Vergleich wurden der wirkliche, mit Hilfe der Mehrfachleitung bestimmte Dämpfungsverlauf und der der Ersatzschaltung dazugezeichnet. Im unteren Sperrbereich und im Durchlaßbereich des Filters sind die Phasengeschwindigkeiten v_{12} und v_{g1} nahezu konstant und gleich den statischen Werten nach Gl. (59). Bis zur Bandmitte ist die Abweichung kleiner als 2 %. Der Dämpfungsverlauf der Ersatzschaltung stimmt mit dem wirklichen Verlauf bis hier gut überein. Im oberen Sperrbereich nimmt die Abweichung der Geschwindigkeiten vom statischen Wert rasch zu, so daß die Dämpfungskurven stärker voneinander abweichen.

(c) Verallgemeinerung

Numerische Untersuchungen an endlichen, nichtperiodischen Interdigitalstrukturen haben ergeben, daß die Ergebnisse des vorigen Abschnittes verallgemeinert werden können: In der Ersatzschaltung eines Mikrostrip Interdigitalfilters können die Admittanzen der Kurzschlußleitungen durch Gleichtaktparameter und die Admittanzen der Leitungsstücke durch "Schlitzwellen"parameter gemäß

$$Y_i^L = v_{gi}\, C_{gi}^e \quad , \qquad \frac{v_{gi}}{c_o} = \sqrt{\frac{C_{gi}^1}{C_{gi}^e}} = \frac{v_{ei}}{c_o} \quad ,$$

$$Y_i^{ue} = v_{i,i+1}\, C_{i,i+1}^e \quad , \qquad \frac{v_{i,i+1}}{c_o} = \sqrt{\frac{C_{i,i+1}^1}{C_{i,i+1}^e}} \qquad (60)$$

dargestellt werden. Die Dämpfung der Ersatzschaltung stimmt mit der wirklichen, über die Mehrfachleitungsgleichungen ermittelten Dämpfung ähnlich gut überein wie im Fall der endlichen, periodischen Interdigitalstruktur.

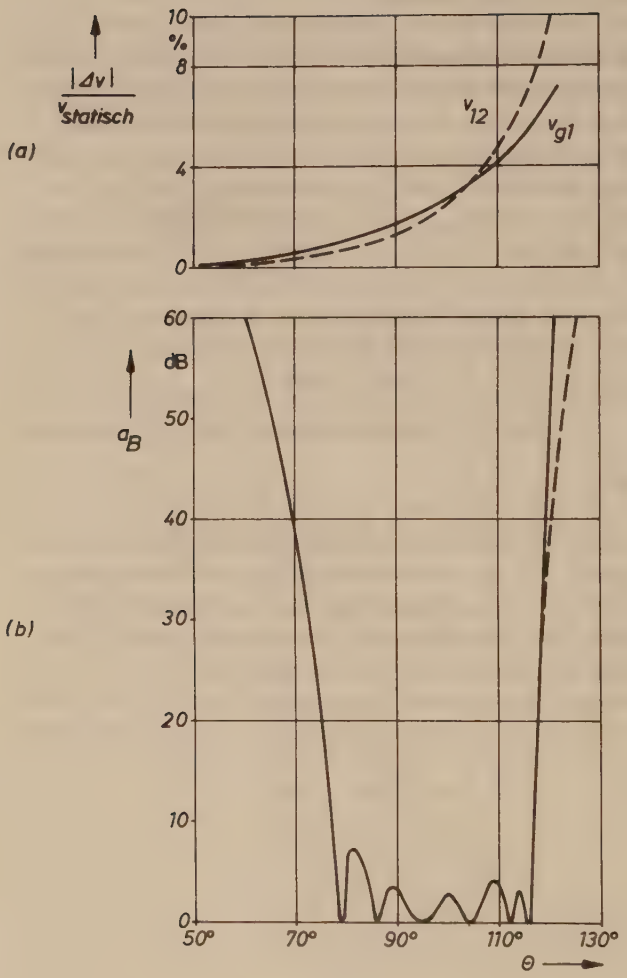


Bild 32: (a) Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeiten nach Gl. (58) bezogen auf den statischen Wert nach Gl. (59) für ein Mikrostrip Interdigitalfilter und (b) dazugehöriger Dämpfungsverlauf dieses Interdigitalfilters

(—— gerechnet mit den Mehrfachleitungsgleichungen

---- gerechnet mit der Ersatzschaltung)

M = 8, w/h = s/h = 0,75, ϵ_r = 9,7, Z = 125 Ohm

Θ ist die dem größten Eigenwert entsprechende elektrische Länge

4.3 Experimentelle Ergebnisse

Exemplarisch soll an einem Filter gezeigt werden, wie gut die theoretisch ermittelten Dämpfungsverläufe mit experimentell ermittelten übereinstimmen.

Für die Realisierung wurde ein in [17] angegebenes Filter ausgewählt. Es handelt sich um ein Filter aus acht Leitungen, von denen zwei als Anpassungsleitungen dienen. Die Leitungskapazitäten werden in einem Syntheseverfahren aus einem Tiefpaßprototyp abgeleitet, im Beispiel aus einem Tschebyscheff Tiefpass mit a_{max} = 0,1 dB und 10 % Bandbreite.

Die Abmessungen des hierzugehörigen Mikrostripfilters werden mit den Kapazitäten nach [16] so bestimmt, daß die Admittanzen des Striplinefilters nach Gl. (54) mit denen des Mikrostripfilters nach Gl. (60) übereinstimmen. Damit erreicht man näherungsweise gleiche Ersatzschaltungen für beide Filter, d.h. auch näherungsweise gleiches Übertragungsverhalten. Für eine bessere Übereinstimmung der Übertragungseigenschaften beider Filter wären numerische Methoden zur Optimierung der Mikrostripparameter anzuwenden, etwa die Taylorreihenmethode, um das Filterverhalten in einem bestimmten Frequenzbereich zu gestalten, oder die Methode des Vergleichs über Differenzengleichungen, wenn z.B. Übereinstimmung nur in der Bandbreite verlangt wird (vergl. Kap. 3).

Die Daten des realisierten Filters sind in folgender Tabelle zusammengefaßt:

i	Z_i^L / Ω	w_i/h	i	Z_i^{ue} / Ω	s_i/h
1 und 8	63,0	2,477	1 - 2 7 - 8	237,0	0,2864
2 und 7	110,0	1,258	2 - 3 6 - 7	1259,0	1,802
3 und 6	85,0	1,399	3 - 4 5 - 6	1660,1	2,160
4 und 5	83,5	1,401	4 - 5	1719,9	2,219

ε_r = 2,35, f_o = 1,4 GHz, B_r = 10 %, Z = 50 Ω

Substrathöhe h = 0,79 mm

Tabelle 4: Daten eines realisierten Interdigitalfilters

Eine Fotografie dieses Filters zeigt Bild F3, eine Gegenüberstellung des gemessenen und theoretisch ermittelten Dämpfungsverlaufes zeigt Bild 33. Die qualitative und quantitative Übereinstimmung ist gut, wenn eine Grunddämpfung von etwa 3 dB des realisierten Filters berücksichtigt wird und die rechnerisch ermittelten Dämpfungskurven (f_o = 1,4 GHz) zur Bandmittenfrequenz f_o = 1,365 GHz des gemessenen Dämpfungsverlaufes verschoben werden. Auch die zugrunde gelegte Bandbreite von 10 %, der einer 3 dB-Bandbreite von ca. 11 % entspricht, wird gut eingehalten. Der Dämpfungsverlauf zeigt keinen Einbruch der Sperrdämpfung bei der doppelten Bandmittenfrequenz, wie im Falle des Filters aus SVK-Elementen.

Die Absenkung der Bandmittenfrequenz kann auf Dispersion und auf eine kapazitive Belastung der leerlaufenden Leitungen [27] zurückgeführt werden. Eine Abschätzung, inwieweit Dispersion eine Absenkung der Bandmittenfrequenz verursacht, war z.Zt. jedoch nicht möglich. Die Absenkung der Bandmittenfrequenz durch die kapazitive Belastung der leerlaufenden

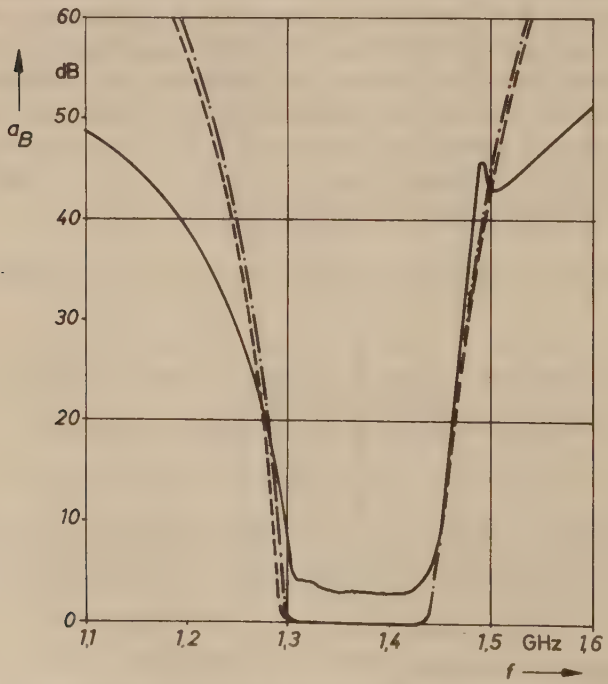


Bild 33: Dämpfungsverlauf des Mikrostrip Interdigitalfilters nach Bild F3;
___ gemessen, -.- gerechnet mit den Mehrfachleitungsgleichungen,
--- gerechnet mit der Ersatzschaltung. Die gerechneten Kurven sind zur Bandmittenfrequenz des gemessenen Dämpfungsverlaufes verschoben.

Leitungen konnte dagegen untersucht werden.

Numerisch ermittelte Bandmittenabsenkung für verschiedene kapazitive Last zeigt Bild 34. Dabei wurde gleiche kapazitive Last an allen leerlaufenden Leitungen angenommen, denn die Leiterbreiten der entsprechenden Leitungen sind alle ungefähr gleich. Die in Bild 34 angegebenen Kapazitätswerte können als realistisch betrachtet werden. Nach [33] hat eine einzelne Leitung der Breite w = 1,1 mm auf einem Substrat mit ϵ_r = 2,35 eine Endkapazität $C_{end} \approx 0{,}02$ pF. Durch die Nachbarleitungen in der Interdigitalstruktur wird dieser Wert sicherlich erhöht, so daß die gemessene Bandmittenabsenkung durch die kapazitive Belastung der leerlaufenden Leitungen verursacht werden kann.

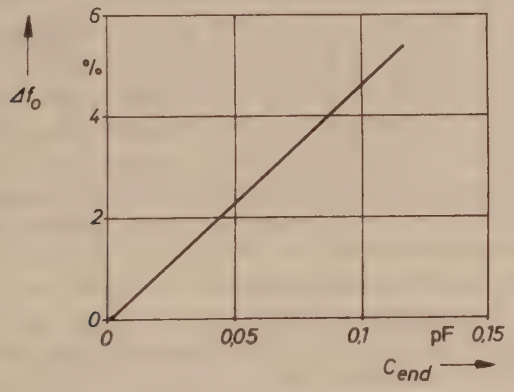


Bild 34: Numerisch ermittelte Bandmittenabsenkung des Interdigitalfilters nach Bild F3 als Funktion der Endkapazität der leerlaufenden Leitungen

5. Zusammenfassung

Die Synthese bzw. Realisierung eines Bandpaßfilters, eines Sperrfilters und des Interdigitalfilters in Mikrostriptechnik wird untersucht. Für realisierte Filter stimmen die theoretisch und experimentell ermittelten Dämpfungsverläufe gut überein.

Beim Bandpaßfilter wird zwischen Filtern aus n identischen und n verschiedenen Elementen unterschieden. Im Fall identischer Elemente wird ein analytischer Ausdruck für die Transmittanz abgeleitet, der das Übertragungsverhalten näherungsweise gut beschreibt. Im Sperrbereich der Filter ist ein Einbruch der Dämpfung bei etwa der doppelten Bandmittenfrequenz bemerkenswert, der durch die $\lambda/2$-langen Resonatoren im Zusammenhang mit den Gleich- und Gegentaktphasengeschwindigkeiten verursacht wird. Bandbreiten im Bereich von etwa 10 % bis 60 % sind realisierbar. Bei auf glasfaserverstärktem Teflon ($\varepsilon_r = 2{,}35$) realisierten Filtern ist die Durchlaßdämpfung kleiner als 1 dB, die Sperrdämpfung größer 50 dB. Im Fall verschiedener Filterelemente werden zwei Möglichkeiten aufgezeigt. Die eine Möglichkeit ergibt sich durch eine näherungsweise gültige Darstellung des Betragsquadrates der Transmittanz als Potenzfunktion. Bei der zweiten Möglichkeit wird die für ungeschichtetes Dielektrikum bekannte Kettenleiter-Ersatzschaltung für geschichtetes Dielektrikum modifiziert: Die einheitliche Phasengeschwindigkeit $v = c_o/\sqrt{\varepsilon_r}$ der TEM-Welle bei ungeschichtetem Dielektrikum ist durch entsprechende, für jedes Element der Ersatzschaltung definierte, TEM-Phasengeschwindigkeiten zu ersetzen. Diese "neue" Ersatzschaltung ist exakt für kleine elektrische Längen, sie beschreibt aber insgesamt die Übertragung des Filters hinreichend genau. Ein Filter auf Keramiksubstrat ($\varepsilon_r = 9{,}7$) hat eine Durchlaßdämpfung von 1,5 dB und die Sperrdämpfung ist größer als 50 dB.

Das Bandsperrfilter wird aus einem Tiefpaßprototyp abgeleitet und im wesentlichen mit Hilfe von Gabelelementen (spurline element) realisiert. Dabei wird für das Gabelelement eine neue Ersatzschaltung verwendet, die für Mikrostriptechnik gut geeignet ist. Auf Keramiksubstrat ($\varepsilon_r = 9{,}7$) realisierte Filter vom Grad $n = 3$ erreichen Sperrdämpfungen von über 40 dB. Die Sperrbandbreite bei 40 dB dieses Filters liegt im Bereich von 25 % bis 50 %.

Für das Interdigitalfilter wird die für ungeschichtetes Dielektrikum bekannte Ersatzschaltung modifiziert. Das Ergebnis stimmt mit dem beim Bandpaßfilter überein: Die einheitliche Phasengeschwindigkeit $v = c_o/\sqrt{\varepsilon_r}$ bei ungeschichtetem Dielektrikum ist durch entsprechende, für jedes Element der Ersatzschaltung definierte, TEM-Phasengeschwindigkeiten zu ersetzen. Diese "neue" Ersatzschaltung ist exakt für kleine elektrische Längen, sie beschreibt aber insgesamt das Übertragungsverhalten des Filters mit guter Näherung. Eine geringe (2,5 %) Absenkung der Bandmittenfrequenz bei einem realisierten Filter kann im wesentlichen durch die kapazitive Last an den leerlaufenden Leitungen erklärt werden. Die Durchlaßdämpfung eines sechs Elemente Filters auf einem Substrat mit $\varepsilon_r = 2{,}35$ bei einer Bandbreite $B_r = 10$ % liegt bei 3,0 dB, die Sperrdämpfung bei 55 dB.

Die hier angegebene Methode zur Darstellung der Ersatzschaltung des Interdigitalfilters kann bei anderen Strukturen aus verkoppelten Mehrfachleitungen entsprechend oder doch ähnlich angewendet werden, wenn für die zu untersuchende Struktur bei ungeschichtetem Dielektrikum eine Leitungsersatzschaltung in Kettenform bekannt ist. Es wird vermutet, daß in den meisten Fällen die so gewonnenen Ersatzschaltungen das Übertragungsverhalten mit guter Näherung beschreiben.

6. Anhang: Bestimmung der Eigenwerte einer Mehrfachleitung mit identischen Spalt- und identischen Leiterbreiten.

Der Fall identischer Spalt- und identischer Leiterbreiten führt auf folgende K^ε-Matrix

$$[K^\varepsilon] = \begin{bmatrix} C_1^\varepsilon & -C_{12}^\varepsilon & & & \\ C_{12}^\varepsilon & C_2^\varepsilon & -C_{12}^\varepsilon & & \\ & -C_{12}^\varepsilon & C_2^\varepsilon & -C_{12}^\varepsilon & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & -C_{12}^\varepsilon & C_1^\varepsilon \end{bmatrix} . \qquad (A1)$$

Nur die Eckelemente der Hauptdiagonalen sind verschieden gegenüber Gl. (37). Die K^1-Matrix ist entsprechend aufgebaut. Ihre Elemente unterscheiden sich um konstante Faktoren - ε_1, ε_{12}, ε_2 - gegenüber denen der K^ε-Matrix und sind folgendermaßen definiert:

$$\begin{aligned} C_1^\varepsilon &= \varepsilon_1 \; C_1^1 \,, \\ C_{12}^\varepsilon &= \varepsilon_{12} \; C_{12}^1 \,, \\ C_2^\varepsilon &= \varepsilon_2 \; C_2^1 \,. \end{aligned} \tag{A2}$$

Hiervon ist nur die erste Gleichung neu im Vergleich zu Gl. (38). Die Lösung der Eigenwertgleichung Gl. (39) erfolgt analog zu Gl. (40-45). Dabei äußert sich die Änderung des Problems, gegeben durch C_1^1 und ε_1, erst in der Lösung des homogenen Gleichungssystems Gl. (45). Das zu Gl. (45) entsprechende Gleichungssystem lautet jetzt

$$\begin{bmatrix} C_1^1(\varepsilon_1-\vartheta_n^2) - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{\lambda_n} & C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2) - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{-\lambda_n} \\ C_1^1(\varepsilon_1-\vartheta_n^2)e^{(M-1)\lambda_n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{(M-2)\lambda_n} & C_2^1(\varepsilon_2-\vartheta_n^2)e^{-(M-1)\lambda_n} - C_{12}^1(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)e^{-(M-2)\lambda_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = 0 \,. \tag{A3}$$

Aus der Forderung, daß für nichttriviale Lösungen die Determinante verschwinden muß, erhält man die Bestimmungsgleichung für ϑ_n

$$\begin{aligned} &(C_1^1)^2(\varepsilon_1-\vartheta_n^2)^2 \sinh\big(\lambda_n(M-1)\big) - 2C_1^1C_{12}^1(\varepsilon_1-\vartheta_n^2)(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2) \\ &\sinh\big(\lambda_n(M-2)\big) + (C_{12}^1)^2(\varepsilon_{12}-\vartheta_n^2)^2\sinh\big(\lambda_n(M-3)\big) = 0 \,. \end{aligned} \tag{A4}$$

Zusammen mit Gl. (43)

$$\cosh \lambda_n = \frac{C_2^1(\varepsilon_2 - \beta_n^2)}{2C_{12}^1(\varepsilon_{12} - \beta_n^2)} \tag{43}$$

können die Eigenwerte und die Eigenvektorkomponenten nicht mehr in einfacher Form angegeben werden. Für den Fall $C_1^1 = C_2^1$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ gewinnt man aus Gl. (A4) die Gl. (46).

7. Literaturverzeichnis

[1] Deutsch, J. und Jung, H.J., Measurement of the Effective Dielectric Constant of Microstrip Lines in the Frequency Range from 2 GHz to 12 GHz. NTZ 23(1970), 620-624

[2] Getsinger, W.J., Microstrip Dispersion Model. IEEE Trans. MTT-21 (1973), 34-39

Dispersion of Parallel-Coupled Microstrip. IEEE Trans. MTT-21(1973), 144-145

[3] Kowalski, G. und Pregla, R., Dispersion Characteristics of Single and Coupled Microstrips. AEÜ Band 26(1972), 276-280

Dispersion Characteristics of Single and Coupled Microstrips with Double-Layer Substrates. AEÜ Band 27(1973), 125-130

[4] Richards, P.I., Resistor-Transmission-Line Circuits. Proc. IRE, Vol. 36(1948), 217-220

[5] Wenzel, R.J., Exact Design of TEM Microwave Networks Using Quarter-Wave Lines. IEEE Trans. MTT-12(1964), 94-111

[6] Kamp, Y. und Neirynck, J., Image Parameter Theory for Noncommensurate Transmission Lines. AEÜ 23(1969), 129-136

[7] Dell-Imagine, R.A., A Parallel Coupled Microstrip Filter Design Procedure. G-MTT 1970 International Microwave Symposium, IEEE Cat.No. 70 C 10-MTT

[8] Zysman, G.I. und Johnson, K., Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium. IEEE Trans. MTT-17(1969), 753-759

[9] Horton, M.C. und Wenzel, R.J., General Theory and Design of Optimum Quarter-Wave TEM Filters. IEEE Trans. MTT-13(1965), 316-327

[10] Carlin, H.J. und Kohler, W., Direct Synthesis of Band-Pass Transmission Line Structures. IEEE Trans. MTT-13(1965), 283-297

[11] Cohn, S.B., Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters. IRE Trans. MTT-6(1958), 223-231

[12] Maetke, H., Realisierung von Kammfiltern in Mikrostriptechnik. Diplomarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1975

[13] Feldtkeller, R., Einführung in die Vierpoltheorie. S. Hirzel Verlag Stuttgart 1962

[14] Pregla, R. und Schlosser, W., Passive Netzwerke. B.G. Teubner Stuttgart 1972

[15] Gradshteyn, I. und Ryzhik, I.M., Table of Integrals, Series and Products. Academic Press, New York 1965, 1032

[16] Bergandt, H.-G. und Pregla, R., Calculation of the Even- and Odd-mode Capacitance Parameters for Coupled Microstrips. AEÜ Band 26(1972), 153-158

[17] Matthaei, G.L., Interdigital Band-Pass Filters. IRE Trans. MTT-10 (1962), 479-491

[18] Podell, A., A High Directivity Microstrip Coupler Technique. G-MTT 1970 International Microwave Symposium, Californien, 33-34

[19] Krage, M.K. und Haddad, G.I., Characteristics of Coupled Microstrip Transmission Lines - II: Evaluation of Coupled Line Parameters. IEEE Trans. MTT-18(1970), 222-228

[20] Napoli, L.S. und Hughes, J.J., Foreshortening of Microstrip Open Circuits on Alumina Substrates. IEEE Trans. MTT-19(1971), 559-561

[21] Zverev, A.I., Handbook of Filter Synthesis. John Wiley and Sons, Inc. New York/London/Sydney 1967

[22] Schiffmann, B.M.und Matthaei, G.L., Exact Design of Band-Stop Microwave Filters. IEEE Trans. MTT-12(1964), 6-15

[23] Burger, D.und Gleissner E., Zum Entwurf von Filtern aus Leitungselementen gleicher Länge. AEÜ Band 26(1972), 31-44

[24] Aaron, M.R., The Use of Least Squares in System Design. IRE-Trans. Circuit Theory - 3(1956), 224-231

[25] Bergmann, R.und Bommas, G., Ein Berechnungsverfahren für minimalphasige Mikrowellenfilter aus Leitungselementen. NTZ 1972, 363-368

[26] Pregla, R., Mikrowellenfilter aus verkoppelten Leitungen und konzentrierten Kapazitäten. AEÜ 23(1969), 593-600

Kompakte Mikrowellenfilter aus verkoppelten Leitungen. AEÜ 24(1970), 98-100

[27] Pregla, R. und Selle, D., Interdigital Filters with Capacitively Loaded Bars. AEÜ 27(1973), 217-220

[28] Rhodes, J.D., The Stepped Digital Elliptic Filter. IEEE Trans. MTT-17(1969), 178-184

The Half-Wave Stepped Digital Elliptic Filter. IEEE Trans. MTT-17(1969), 1102-1107

[29] Christal, E.G. und Frankel, S., Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line / Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters. IEEE Trans. MTT-20(1972), 719-728

Gysel, U.H., New Theory and Design for Hairpin-Line Filters. IEEE Trans. MTT-22(1974), 523-531

[30] Unger, H.-G., Theorie der Leitungen. Friedr. Vieweg und Sohn, Braunschweig 1967, 105-114

[31] Gelfond, A.O., Differenzenrechnung. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1958

[32] Wenzel, R.J., Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Structures. IEEE Trans. MTT-13(1965), 559-575

[33] Rahmat-Samii, Y. u.a., A Spectral Domain Analysis for Solving Microstrip Discontinuity Problems. IEEE Trans. MTT-22(1974), 372-378

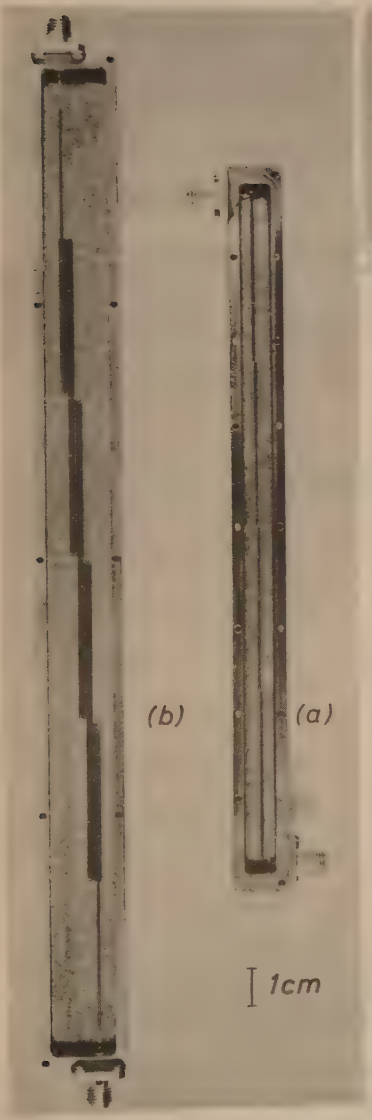
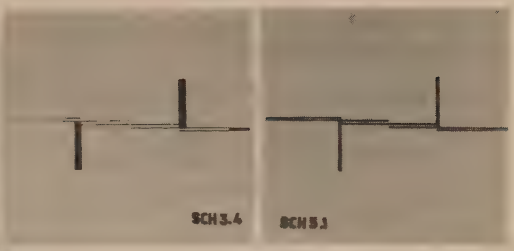


Bild F1: Bandpaßfilter aus
(a) SVL-,
(b) SVK-Elementen



(a) (b)

Bild F2: Bandsperrfilter
(a) $w_1/w_o = 0,4$,
(b) $w_1/w_o = 0,6$
(Maßstab 1:1)

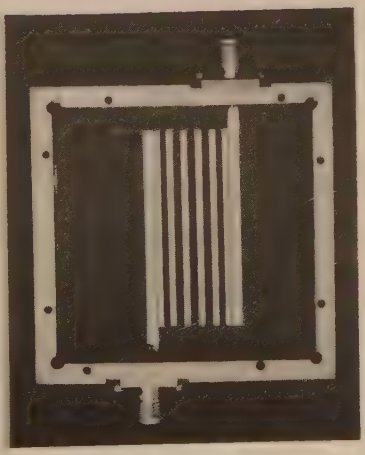


Bild F3: Interdigitalfilter
(Maßstab 1:1)

Verzeichnis wichtiger Formelzeichen

a) Griechische Buchstaben

β_o Phasenkonstante im freien Raum

γ allgemein Ausbreitungskonstante

δ Kronecker Symbol

ε als Größe: Konstante bei der Tschebyscheff Approximation eines Polynoms
als Index: $\varepsilon_r \neq 1$

ε_1, ε_2, ε_{12} Konstante bei Kapazitätsmatrizen

ε_r relative Dielektrizitätskonstante des Substrates

η_o Wellenwiderstand des freien Raumes

λ Eigenwert

λ_o Wellenlänge im freien Raum

ω Kreisfrequenz

θ elektrische Länge

b) Lateinische Buchstaben

a Transformationsparameter

a_B Betriebsdämpfung

a_{max} maximal zulässige Dämpfung im Durchlaßbereich

a_w Wellendämpfung

A, B, C, D Elemente der Kettenmatrix

B_r relative Bandbreite

c_o Lichtgeschwindigkeit im freien Raum

C_g^{ε} Kapazitätsbelag eines Leiters nach Masse für $\varepsilon_r \neq 1$

C_g^{1} Kapazitätsbelag eines Leiters nach Masse für $\varepsilon_r = 1$

$C_{i,i+1}^{\varepsilon}$ Kapazitätsbelag zwischen Leiter i und i+1 für $\varepsilon_r \neq 1$

$C_{i,i+1}^{1}$ Kapazitätsbelag zwischen Leiter i und i+1 für $\varepsilon_r = 1$

e als Größe: Konstante (12)
als Index: Gleichtakt (even-mode)

f Frequenz

f_o Bandmittenfrequenz

f' Frequenz des Tiefpaßprototyps

g Tiefpaßprototypelement

h Substrathöhe

H Transmittanz

I Strom

j imaginäre Einheit

K als Größe: Konstante (6)
als Index: Kurzschluß

l Leitungslänge

m Index für Bandmitte

M Anzahl verkoppelter Leitungen

n Anzahl der Filterelemente (Kap. 2)
Grad des Tiefpaßprototyps (Kap. 3)

o Index für Gegentakt(odd-mode) außer bei ϑ_o, η_o, c_o, f_o
Index an der Stelle z = 0

p	komplexe Frequenz
P	Polynom
s	Spaltbreite
T	Tschebyscheff Funktion 1. Art
ue	Abkürzung für Leitungsstück (unit element)
U	Tschebyscheff Funktion 2. Art, Spannung
v	Phasengeschwindigkeit
Δv	$v(f) - v(f \to o)$
w	Leiterbreite
x	Frequenzparameter
y, y_c, y_s	y-Parameter
Y	Admittanz
z	normierte Impedanz (Kap. 3), Koordinate (Kap. 4)
Z	allgemein Impedanz

c) Matrizen

$[\beta]$	Eigenwertmatrix
$[D]$, $[D^c]$, $[D^s]$	Diagonalmatrizen
$[K^\epsilon]$	Kapazitätsmatrix für $\epsilon_r \neq 1$
$[K^1]$	Kapazitätsmatrix für $\epsilon_r = 1$

$[L]$ Induktivitätsmatrix

$[r]$ Eigenvektormatrix

$[r_k]$ k-te Spalte der Matrix $[r]$

$[r_k]^T$ k-te Zeile der Matrix $[r]$

$[r_k]^{-1}$ k-te Spalte der Inversen von $[r]$

$[1]$ Einheitsmatrix

$[\ ]^T$ Transponierte Matrix

$[\ ]^{-1}$ Invertierte Matrix

Herrn Prof. Dr. Hans-Georg Unger und Herrn Prof. Dr. Hans Severin danke ich herzlich, daß sie diese Arbeit an ihren Instituten ermöglicht haben.
Herrn Prof. Dr. Reinhold Pregla gilt mein besonderer Dank für die Anregung zu dieser Arbeit, für sein stetes Interesse an dem Fortgang der Untersuchungen und für viele wertvolle Anregungen und Hinweise.

Lebenslauf

27. Dezember 1941	geboren in Danzig
April 1948 bis März 1952	Volksschulen in Ascheberg (Kreis Plön) und in Plön/Holstein
April 1952 bis Februar 1962	Neusprachlich und Mathematisch-Naturwissenschaftliches Gymnasium Schloß Plön
10. Februar 1962	Abitur
April 1962 bis September 1962	Industriepraktikum
WS 1962/63 bis WS 1967/68	Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung Nachrichtentechnik an der Technischen Universität Braunschweig
15. April 1965	Diplom-Vorprüfung
25. April 1968	Diplom-Hauptprüfung
Juni 1968 bis April 1970	Entwicklungsingenieur
Mai 1970 bis Mai 1973	Wissenschaftlicher Assistent am Institut für Hochfrequenztechnik in Braunschweig
Seit dem 15. Mai 1973	Wissenschaftlicher Assistent am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik in Bochum

Bamberger Fotodruck
GmbH & Co. KG.
Schadel & Wehle
86 Bamberg · Hohe-Kreuz-Str. 9b · Tel. 0951/21617 [54414]